

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіотехнічних пристроїв та систем

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Сергій ЖУК

«\_\_» \_\_\_\_\_ 2020 р.

**Магістерська дисертація**

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою

«Радіотехнічні інформаційні технології»

зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Алгоритм обробки сигналів в системах підповерхневої локації  
пошуку людей під завалами »

Виконав (-ла):

студент (-ка) VI курсу, групи РТ-91мп

Почерпайло Марія Володимирівна

Керівник:

Доцент, к.т.н.

Чмельов Вячеслав Орійович

Рецензент:

Доцент, к.т.н.

Лашевська Наталія Олександрівна

Засвідчую, що у цій магістерській  
дисертації немає запозичень з праць  
інших авторів без відповідних  
посилань.

Студент (-ка) \_\_\_\_\_

Київ – 2020 року

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**Радіотехнічний факультет**

**Кафедра радіотехнічних пристроїв та систем**

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

До захисту допущено:  
Завідувач кафедри  
\_\_\_\_\_ Сергій ЖУК  
«\_\_» \_\_\_\_\_ 2020 р.

**Магістерська дисертація**

**на здобуття ступеня магістра**

**за освітньо-професійною програмою**

**«Радіотехнічні інформаційні технології»**

**зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»**

**на тему: «Алгоритм обробки сигналів в системах підповерхневої локації  
пошуку людей під завалами »**

Виконав (-ла):  
студент (-ка) VI курсу, групи РТ-91мп  
Почерпайло Марія Володимирівна \_\_\_\_\_

Керівник:  
Доцент, к.т.н.  
Чмельов Вячеслав Орійович

Рецензент:  
Доцент, к.т.н.  
Лашевська Наталія Олександрівна \_\_\_\_\_

Засвідчую, що у цій магістерській  
дисертації немає запозичень з праць  
інших авторів без відповідних  
посилань.  
Студент (-ка) \_\_\_\_\_

Київ – 2020 року

## РЕФЕРАТ

Обсяг пояснювальної записки магістерської дисертації становить 108 сторінок, які включають в себе 8 розділів, 22 ілюстрації, 1 таблицю, 15 бібліографічних найменувань за переліком джерел посилань.

**Ключові слова:** методи спектрального аналізу, визначення місцеположення, перетворення Фур'є, підповерхнева радіолокація.

**Актуальність теми дослідження.** Системи пошуку живих біологічних об'єктів під завалами та оптично непрозорими перешкодами мають досить важливе значення в житті людей. Дані системи використовують для визначення місцезнаходження живих об'єктів та спостереження за ними в межах певної території та в приміщеннях. Для розпізнавання предметів, що знаходяться за оптично непрозорою перешкодою та оцінки отриманих даних доцільним є використання спектрального аналізу. Для визначення місцеположення живих об'єктів використовують випромінювання надширокосмугових імпульсів електромагнітних хвиль дециметрового та метрового діапазонів і прийом сигналів, відбитих від кордонів розділу шарів досліджуваного середовища, що мають різні електричні та фізичні властивості. Обчислення координат місця знаходження шуканого об'єкта відбувається на основі вимірювань доплерівського зсуву, а підтвердження вірного визначення можливе за допомогою різних методів спектрального аналізу після отримання всіх інформаційних даних від датчиків.

**Мета дослідження.** Розробити алгоритм обробки сигналів для підвищення ефективності роботи РТС виявлення людей під завалами.

**Об'єкт дослідження.** Виявлення рухомих об'єктів під оптично непрозорими поверхнями або за непрозорими перешкодами.

**Предмет дослідження.** Оброблення відбитих радіосигналів від об'єктів, які знаходяться за оптично непрозорими перешкодами.

### **Завдання.**

1. Розглянути загальну структуру РТС виявлення людей під завалами
2. Визначити підходи до підвищення ефективності роботи РТС пошуку людей під завалами за рахунок поліпшення методів обробки сигналів
3. Дослідити ефективність системи селекції рухомих цілей на основі ЧПК
4. Розглянути можливість застосування методів спектрального аналізу радіотехнічних сигналів для радіотехнічних систем пошуку людей під завалами.
5. Розробка алгоритм оброблення сигналів для радіотехнічних систем пошуку людей під завалами

**Методи дослідження.** В даній магістерській роботі було застосовано методи теорії ймовірностей, лінійної та нелінійної фільтрацій у дискретному часі, методи статистичної теорії прийняття рішень та статистичного моделювання на ЕОМ.

**Наукова новизна одержаних результатів:** Вдосконалено метод пошуку координат місця знаходження шуканого живого об'єкта на основі вимірювань доплерівського зсуву, в якому, на відміну від існуючих, враховується фактор вірного виявлення, про що можна судити на основі результатів спектрального аналізу.

### **Практичне значення одержаних результатів:**

1. Розроблений алгоритм, що дозволяє зменшити СКВ помилки визначення місцеположення мітки в порівнянні з відомими методами на 32-36%.
2. Розроблений алгоритм визначення місцеположення не вимагає значних обчислювальних затрат і може бути реалізований на сучасних мікропроцесорах в масштабі реального часу.

**Апробація результатів дисертації.** Матеріали дисертації та основні положення, отримані в роботі, представлялися на: міжнародній науково-технічній конференції «Радіотехнічні поля, сигнали та системи» (м. Київ, 2020).

## ABSTRACT

The list of the explanatory notes of the master's dissertation should be 108 pages, which include 8 parts, 22 illustrations, 1 table, 28 bibliographic names for the change of order.

**Key words:** methods of spectral analysis, identification of misposition, re-implementation, sub-surface radar location.

The relevance of those who have been informed. The systemic joke of living biological objects amid the rubble and optically opaque crossovers can reach more important meaning in the lives of people. System data is used to designate the mission of finding living entities and guarding them in the boundaries of the singing territory and in the primitives.

For the identification of objects, it is necessary to be aware of the optically opaque transition and assessments given by the docilens for the analysis of spectral analysis. For the purpose of establishing the connection of living objects to the visibility of the power of the over-wide-angle pulses of the electric magnetic fields of the decimeter and meter range and the reception of signals from the middle of the cordon

The calculation of the coordinates of the measurement of the knowledge of the shukany object is displayed on the basis of the verification of the Doppler analysis, and the confirmation of the actual value can be obtained using additional methods in the spectral analysis of the sensor.

**Goal.** Development of an algorithm for the processing of signals for the improvement of the efficiency of the RTS robot in detecting people before blockages.

**Object.** The appearance of rukhomikh objects on the basis of optical opaque surfaces, or beyond the opaque pereskods.

**Subject.** The processing of incoming radio signals from objects, which are located behind optically opaque interstices.

**Task.**

1. Consider the general structure of RTS detection of people under blockages
2. Identify approaches to improving the efficiency of the RTS search for people under the rubble by improving signal processing methods
3. Investigate the effectiveness of the system of selection of moving targets based on CNC
4. To consider the possibility of applying methods of spectral analysis of radio signals for radio systems for searching for people under blockages.
5. Development of signal processing algorithm for radio systems for searching for people under blockages

**Research method.** In the days of master's robotics, the methods of the theory of imaging, linear and non-linear filtration in a discrete clock, methods of statistical theory adopted the solution of statistical modeling on EOM have been fixed.

Scientific novelty of the obtained results: The method of joking the coordinates of the knowledge of a shukan living object on the basis of a Doppler analysis of the

The practical significance of the obtained results:

1. The breaking algorithm on the basis of RSS-evaluations allows to change the value by 32-36% according to different methods.
2. Fragmentation of the algorithm for calculating the location that can be realized on the current microprocessors in a real-time scale.

**Approbation of the results of the dissertation.** The materials of the dissertation and the main provisions, renounced in the robot, were presented at: the international scientific and technical conference "Radiotechnical fields, signals and systems" ( Kiev, 2020)



## **ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА**

**до магістерської дисертації**

на тему: Алгоритм обробки сигналів в системах підповерхневої локації  
пошуку людей під завалами

Київ — 2020 року

## **ЗМІСТ**

|   |           |
|---|-----------|
| <b>ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ</b>  | <b>9</b>  |
| <b>ВСТУП</b>  | <b>10</b> |
| <b>РОЗДІЛ 1. ПОБУДОВА РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПОШУКУ ЛЮДЕЙ ПІД ЗАВАЛАМИ</b>                          | <b>15</b> |
| 1.2 Підходи оброблення сигналів для виявлення людей під завалами                                    | 22        |
| <b>РОЗДІЛ 2. ЗАСТОСУВАННЯ СИСТЕМ СЕЛЕКЦІЇ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ</b>                                      | <b>23</b> |
| 2.1 Застосування черезперіодного компенсатора у радіолокаційних системах пошуку людей під завалами. | 25        |
| 2.2 Цифрова система селекції рухомих об'єктів   | 28        |
| <b>РОЗДІЛ 3. ЗАСТОСУВАННЯ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ СИГНАЛІВ У ВИЯВЛЕННІ ЖИВИХ ЛЮДЕЙ ПІД ЗАВАЛАМИ</b>   | <b>37</b> |
| 3.1 Основні поняття спектрального аналізу в радіотехнічних системах                                 | 40        |
| <b>РОЗДІЛ 4. ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є ЯК МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ</b>        | <b>50</b> |
| 4.1 Математичний зміст ряду Фур'є   | 53        |
| 4.2 Перетворення Фур'є  | 62        |
| <b>РОЗДІЛ 5. НЕПАРАМЕТРИЧНІ МЕТОДИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ</b>              | <b>65</b> |
| 5.1 Основні поняття про непараметричні методи спектрального аналізу в радіотехнічних системах       | 65        |
| 5.2 Метод періодограми  | 66        |
| 5.3 Метод Бартлетта   | 68        |
| 5.4 Метод Велча   | 70        |
| 5.5 Метод мультиплікації  | 71        |
| 5.6 Метод найменших квадратів   | 72        |
| 5.7 Метод нерівномірного дискретного перетворення Фур'є   | 73        |
| 5.8 Метод сингулярного спектрального аналізу  | 74        |
| <b>6. ПАРАМЕТРИЧНІ МЕТОДИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ</b>                       | <b>75</b> |
| 6.1 Метод оцінки авторегресійної моделі   | 76        |
| 6.2 Метод оцінки моделі авторегресійного змінного середнього  | 78        |

|   |            |
|---|------------|
| 6.3 Метод багатократної класифікації сигналів   | 80         |
| 6.4 Метод спектральної оцінки максимальної ентропії   | 82         |
| <b>РОЗДІЛ 7. РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ ПОШУКУ ЛЮДЕЙ ПІД ЗАВАЛАМИ</b> | <b>86</b>  |
| <b>8. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАПУ</b>  | <b>88</b>  |
| 8.1 Аналіз ринку  | 88         |
| 8.2 Оцінка якості виробу.   | 88         |
| 8.2.2 Обґрунтування системи параметрів виробу і визначення відносних показників якості                    | 89         |
| 8.2.3 Визначення коефіцієнтів вагомості параметрів  | 90         |
| 8.3 Розрахунок собівартості   | 95         |
| 8.3.1 Сировина та матеріали   | 95         |
| 8.3.3 Основна заробітна плата   | 97         |
| 8.3.4 Єдиний соціальний внесок  | 98         |
| 8.3.5 Загальновиробничі витрати   | 98         |
| 8.3.6 Адміністративні і витрати   | 99         |
| 8.3.7 Витрати на збут   | 100        |
| 8.4 Визначення ціни виробу  | 101        |
| 8.4.1 Нижня межа ціни виробу  | 101        |
| 8.4.2 Верхня межа ціни виробу   | 101        |
| 8.4.3 Договірна ціна виробу   | 102        |
| <b>ВИСНОВОК</b>   | <b>103</b> |
| <b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ</b>   | <b>104</b> |

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ЕЗ – електромагнітна завада  
ДС – діаграма спрямованості  
ККД – коефіцієнт корисної дії  
НВЧ – надвисокі частоти  
РБП – рівень бічних пелюсток  
КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі  
КСД – коефіцієнт спрямованої дії  
АФР – амплітудно фазовий розподіл  
КП – коефіцієнт підсилення  
ЧПК - черезперіодний компенсатор  
СРО - селекція рухомих об'єктів

## ВСТУП

Підповерхнєве середовище може представляти собою породу, насип або ґрунт, в товщі якого можуть міститися природні або штучні включення. В інженерній геофізиці, при проведенні інженерно-геологічних, меліоративних, гідрогеологічних, екологічних, археологічних робіт, одним з найбільш важливих завдань є визначення фізичної структури ґрунту по глибині, пошук прихованих об'єктів, які знаходяться під його поверхнею.

Серед таких об'єктів можуть бути і люди. Як приклад можна привести такі стихійні лиха як зсуви ґрунту, або снігові лавини. До промислових лих при яких в операціях порятунку задіяно методи підповерхневого зондування можна віднести обвали шахт, обвали будівель при землетрусах та інші.

Для вирішення всіх цих завдань застосовуються комплексні методи. Одним з методів, що використовуються в даний час, є радіозондування підповерхневого середовища.

**Актуальність теми дослідження.** Системи пошуку живих біологічних об'єктів під завалами та оптично непрозорими перешкодами мають досить важливе значення в житті людей. Дані системи використовують для визначення місцезнаходження живих об'єктів та спостереження за ними в межах певної території та в приміщеннях. Для розпізнавання предметів, що знаходяться за оптично непрозорою перешкодою та оцінки отриманих даних доцільним є використання спектрального аналізу. Для визначення місцеположення живих об'єктів використовують випромінювання надширокосмугових імпульсів електромагнітних хвиль дециметрового та метрового діапазонів і прийом сигналів, відбитих від кордонів розділу шарів досліджуваного середовища, що мають різні електричні та фізичні властивості. Обчислення координат місця знаходження шуканого об'єкта

відбувається на основі вимірювань доплерівського зсуву, а підтвердження вірного визначення можливе за допомогою різних методів спектрального аналізу після отримання всіх інформаційних даних від датчиків.

**Мета дослідження.** Розробити алгоритм обробки сигналів для підвищення ефективності роботи РТС виявлення людей під завалами.

**Об'єкт дослідження.** Виявлення рухомих об'єктів під оптичні непрозорими поверхнями або за непрозорими перешкодами.

**Предмет дослідження.**

Оброблення відбитих радіосигналів від об'єктів, які знаходяться за оптично непрозорими перешкодами.

**Завдання.**

1. Розглянути загальну структуру РТС виявлення людей під завалами
2. Визначити підходи до підвищення ефективності роботи РТС пошуку людей під завалами за рахунок поліпшення методів обробки сигналів
3. Дослідити ефективність системи селекції рухомих цілей на основі ЧПК
4. Розглянути можливість застосування методів спектрального аналізу радіотехнічних сигналів для радіотехнічних систем пошуку людей під завалами.
5. Розробка алгоритм оброблення сигналів для радіотехнічних систем пошуку людей під завалами

**Методи дослідження.** В даній магістерській роботі було застосовано методи теорії ймовірностей, лінійної та нелінійної фільтрацій у дискретному часі, методи статистичної теорії прийняття рішень та статистичного моделювання на ЕОМ.

**Наукова новизна одержаних результатів:** Вдосконалено метод пошуку координат місця знаходження шуканого живого об'єкта на основі вимірювань доплерівського зсуву, в якому, на відміну від існуючих,

враховується фактор вірного виявлення, про що можна судити на основі результатів спектрального аналізу.

Спектральний аналіз є основним засобом для оцінки спектральної щільності випадкового сигналу з послідовності вибірок часу сигналу. Іншими словами, спектральна щільність характеризує частотну складову сигналу.

Одним із завдань оцінки спектральної щільності є виявлення будь-якої періодичності даних, за спостереження піків на частотах, що відповідають цим періодичностям. Деякі методи спектрального аналізу припускають, що сигнал складається з обмеженої (найчастіше невеликої) кількості генеруючих частот та шумів і прагнуть знайти місце розташування та інтенсивність генерованих частот. Інші методи спектрального аналізу не роблять припущень щодо кількості компонентів проте прагнуть оцінити весь генеруючий спектр повністю.

Спектральний аналіз також називають аналізом частотної області або оцінкою спектральної щільності. Він є технічним процесом розкладання складного сигналу на більш прості його частини.

Більшість фізичних процесів найкраще буде описати як суму багатьох окремих частотних складових. Будь-який процес, який кількісно визначає різні величини (наприклад, амплітуди, потужності та ін.) в порівнянні з частотою чи фазою, можна назвати спектральним аналізом.

Аналіз спектра може бути застосований до всього сигналу. В якості альтернативи сигнал може бути розбитий на короткі сегменти і до цих окремих сегментів так само можливо застосовувати методи аналізу спектру.

Періодичні функції (наприклад, функція синуса  $\sin(t)$ ) особливо добре підходять для цього підрозділу. Загальні математичні методи аналізу неперіодичних функцій відносяться до категорії Фур'є-аналізу.

Перед тим як почати детальний розгляд процесу спектрального аналізу, варто спершу розглянути питання самої сутності спектру та відповісти на

питання з якою метою необхідно проводити виміри і безпосередньо аналіз.

Звичайною природною системою відліку для людей є час. Ми беремо до уваги, дату та час коли відбулася та чи інша подія. Так само час має зміст і для відліку подій електричного характеру.

Для спостереження миттєвого значення величини певного електричного явища (або будь-якого іншого явища, яке можна перетворити в вольти за допомогою належного перетворювача) у залежності від часу необхідно використовувати осцилограф.

Іншими словами, ми маємо можливість використовувати покази осцилограми для спостереження форми сигналу у часовій області. Теорія Фур'є визначає, що будь-яке електричне явище у часовій області складається з однієї або декількох синусоїдальних складових з відповідними частотами, амплітудами і фазами. Тобто можна перетворити сигнал у часовій області в його еквівалент в частотній області. Вимірювання в частотній області здатні показати кількість енергії на кожній конкретній частоті.

За належної фільтрації такий періодичний сигнал може бути розкладений на окремі синусоїдальні складові, або спектральні складові, які можна буде оцінювати незалежно один від одного.

Кожна така хвиля описується фазою і амплітудою. Якщо сигнал, який підлягає дослідженню, є періодичним, то згідно теорії Фур'є його складові будуть рознесені в частотній області на  $1/T$ , де  $T$  - це період сигналу.

Спектральний аналіз є значно більш простим для розуміння і одночасно надзвичайно корисний для практичного застосування у порівнянні з, наприклад, векторним аналізом сигналу.

### **Практичне значення одержаних результатів:**

1. Розроблений алгоритм, що дозволяє зменшити СКВ помилки визначення місцеположення мітки в порівнянні з відомими методами на 32-36%.



2. Розроблений алгоритм визначення місцеположення не вимагає значних обчислювальних затрат і може бути реалізований на сучасних мікропроцесорах в масштабі реального часу.

**Апробація результатів дисертації.** Матеріали дисертації та основні положення, отримані в роботі, представлялися на: міжнародній науково-технічній конференції «Радіотехнічні поля, сигнали та системи» (м. Київ, 2020).

## **РОЗДІЛ 1. ПОБУДОВА РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПОШУКУ ЛЮДЕЙ ПІД ЗАВАЛАМИ**

Сучасні системи пошуку людей можуть бути використані для виявлення живих людей у завалах різних типів або під сніговим насипом та ін. Необхідним для досягнення технічним результатом є підвищення ймовірності виявлення слабких сигналів, що можуть бути викликані пригніченою дихальною та серцевою діяльністю.

### **1.1 Загальні положення пошуку живих людей під завалами**

Радіолокаційний пошук живих людей під завалами, що утворилися в результаті природних або техногенних катастроф, ґрунтується на модуляції радіосигналу, відбитого від людини.

Загалом, будова всіх георадарів пошуку людей має схожу будову. За принципом роботи широкосмуговий зондуючий сигнал випромінюється в область пошуку, а при прийомі відбитого сигналу, сторонні сигнали від нерухомих об'єктів пригнічуються. Зміни амплітуди і фази відбитого сигналу, що викликані рухами тіла людини, а також просторову роздільну здатність здійснюють за допомогою фільтрації квадратурних складових сигналу на проміжній частоті.

Основною відмінністю пошуку людей від пошуку неживих об'єктів є застосування ефекту Доплера. Цей ефект знайшов широке застосування для вирішення багатьох задач у різноманітних галузях оскільки дозволяє вимірювати швидкість руху об'єктів, що знаходяться у повітрі, під водою, на землі, а також і космічних об'єктів, що випромінюють власну хвилю або відображають хвилю РЛС.

Він полягає в тому, що частота хвилі, що уловлюється приймачем, залежить від відносного руху як приймача так і джерела, що випромінює хвилю з певною частотою. Частота коливань в приймачі дорівнює числу

довжин хвиль, що досягають його за 1 с, оскільки за цей час хвиля проходить відстань яка є рівною її фазової швидкості [3]

Інформація про швидкість руху об'єктів може бути отримана за допомогою виміру доплерівського зсуву частоти між випромінюванням і прийнятими коливаннями, а кутові координати віддалених цілей - за допомогою зіставлення характеристик відображених сигналів з діаграмами спрямованості передавальної і приймальної антен.

Представимо цей ефект з математичної точки зору. Джерелом руху, що створює хвилі може слугувати серцебиття постраждалої людини, грудна клітина, що рухається з певною частотою під час дихання, або інші мікро-рухи.

Ця залежність може бути описана наступною формулою:

$$\lambda = \frac{2\pi(c-v)}{\omega_0} \quad (1.1)$$

Спосіб, що використовується для виявлення живих об'єктів полягає в тому, що при випромінненні модульований зондуючого сигналу в зону пошуку, на приймач надійде відбитий сигнал, зміни амплітуди і фази якого нестимуть інформацію про будь-які рухи, викликані диханням або серцебиттям шуканої людини. На основі зареєстрованих змін фази та амплітуди сигналу, може бути проаналізовано отриману інформацію та прийнято рішення про наявність об'єктів інтересу в зоні пошуку.

До складу такого типу пристроїв зазвичай входять НВЧ-генератор, направлений відгалужувач, імпульсний модулятор, антенний блок, квадратурний демодулятор, підсилювачі, смугові фільтри, мультиплексори, багатоканальні диференціюючі-інтегруючі фільтри, демультимплексори, короткозамикаючі електронні ключі, НЧ-підсилювачі, формувач імпульсів, блок керування демультимплексорами, генератор модулюючих імпульсів, АЦП, блоки обробки та індикації.

Огляд надширокосмугових радарів малої потужності, призначених у тому числі і для медичних цілей, наведено в роботі. Узагальнена блок-схема надширокосмугового радара малої дальності приведена нижче

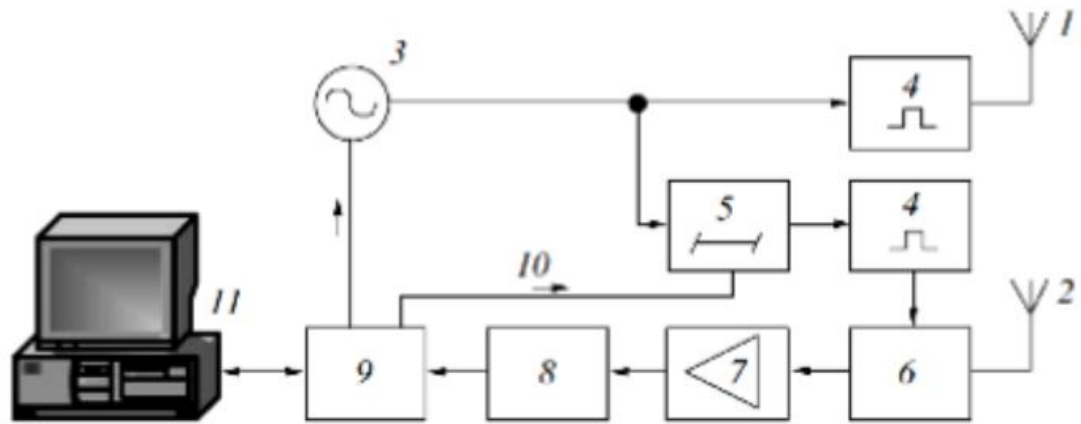


Рис. 1.1 - Узагальнена блок-схема надширокосмугового доплерівського радара

- де 1 - передавальна антена;
- 2 - приймальна антена;
- 3 - задавальний генератор;
- 4 - формувач коротких імпульсів;
- 5 - лінія затримки;
- 6 - амплітудний або фазовий детектор;
- 7 - інтегруючий підсилювач;
- 8 - аналого-цифровий перетворювач;
- 9 - мікроконтролер;
- 10 - керування лінією затримки;
- 11 – Блок цифрової обробки.

У надширокосмугових радарх даного типу можуть застосовуватися передавачі двох видів. У першому варіанті задає генератор задає однополярні відеоімпульси великої тривалості.

Після чого вони потрапляють в формувач передавача для перетворення в відеоімпульси малої тривалості. Дані імпульси виробляють «ударне» збудження передавальної НВЧ-антени. Антена випромінює короткі радіоімпульси на середній частоті. Робоча частота 5 ГГц.

Параметрами НВЧ-антени задається тривалість випромінюваних радіоімпульсів. Потім імпульси надходять на другий формувач, який створює аналогові відео імпульси. Через це надширокосмугові радары часто називають відеоімпульсними. Аналоговий відеоімпульс, в свою чергу, відкриває приймач в момент, коли прийде відбитий сигнал.

Такий передавач має низький ККД, з огляду на це, тільки невелика частина відеоімпульсу потрапляє в смугу пропускання антени. Подібні передавачі використовуються в тих випадках, коли енергетика радара не стоїть на першому місці, а необхідне просте схемне рішення.

У другому варіанті передавач побудований за когерентною схемою. Формування радіоімпульсів відбувається в задавальному генераторі. Далі формувач «вирізає» невеликий імпульс, що випромінюється НВЧ-антеною. Як і в першому випадку сигнал через керовану лінію затримки потрапляє у формувач. Він генерує опорний сигнал який відкриває приймач на невеликий проміжок часу.

Якщо об'єкт пошуку – нерухомий, то в надширокосмугових радарх використовується некогерентний режим, а якщо об'єкт рухливий – то когерентний режим. Відповідно, на вході приймача застосовується амплітудний або фазовий детектор.

При використанні амплітудного детектора імпульси з його виходу посилюються, а далі відбувається процедура оцифровки. Потім імпульси надходять в мікроконтролер.

При використанні фазового детектора імпульси з його виходу подаються на інтегруючий підсилювач. Далі імпульси потрапляють в смуговий фільтр який виділяє діапазон робочих доплерівських частот радара і здійснює накопичення сигналу. Після накопичення імпульси оцифровуються і надходять до мікроконтролера.

Мікроконтролер здійснює управління всіма операціями радара відповідно до заданого алгоритму, а також підготовлює дані для подальшої обробки в комп'ютері.

Даний тип надширокосмугових радарів знайшов широке застосування в медицині, в спеціальних структурах. Для віддаленого і безконтактного визначення фізіологічних параметрів людини, таких як частота дихання і частота серцевого ритму, використовуються радари малої дальності.

Структурна схема приладу, призначеного для моніторингу об'єктів, що знаходяться за оптично непрозорими перешкодами, зображена на малюнку нижче.



Рис. 1.2 Структурна схема приладу, призначеного для моніторингу об'єктів, що знаходяться за оптично непрозорими перешкодами

Суть методу виявлення живих об'єктів полягає в тому, що у відомому способі, який передбачає випромінювання модульованого зонduючого сигналу, прийом відбитого сигналу, множення прийнятого і опорного сигналів, виділення сигналу різницевої частоти, здійснення селекції по дальності, виділення спектральних складових сигналу різницевої частоти, викликаних диханням і серцевою діяльністю, додатково виконуються такі операції: прийнятий сигнал множиться на два квадратурних опорних сигнали для отримання інформації про його амплітуду і фазу.

Два утворених квадратурних сигнали різницевої частоти в послідовні моменти часу направляють за допомогою мультиплексорів на входи двох багатоканальних смугових фільтрів для усунення постійного сигналу, викликаного відбиттями від нерухомих об'єктів і накопичення корисного сигналу, знімають інформацію з виходів багатоканальних смугових фільтрів за допомогою демультимплексорів з частотою, що забезпечує обробку утворених сигналів в реальному масштабі часу, оброблюють сигнали, що діють на виходах демультимплексорів.

Відповідно до виду модуляції зонduючого сигналу, формують перший і другий сигнали, що несуть інформацію про зміни амплітуди і фази відбитого сигналу, відповідного певної дальності, виділяють інформацію про переміщення, диханні і серцебитті шляхом аналізу цих сигналів. Спосіб допускає застосування різних видів модуляції зонduючого сигналу, в тому числі імпульсну, частотну, фазово-кодovu.

Недоліком аналогової реалізації даного пристрою є недостатня завадозахищеність, так як при зміні частоти повторення імпульсів спектральні лінії пасивних завад (крім центральної) потрапляють в смугу пропускання односмугового фільтра і не будуть їм придушуватися.

Іншим недоліком є труднощі реалізації односмугового фільтра в системах з великим числом імпульсів в пачці, що вимагає високої прямокутності амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) односмугового фільтра, при цьому виникає велика тривалість перехідних процесів на його виході на фронтах пачки імпульсів пасивних завад.

Недоліком цифрової реалізації відомого пристрою є обмежений динамічний діапазон швидкодіючих АЦП, необхідних для безквадратурного оцифрування сигналу на проміжних частотах



## **1.2 Підходи оброблення сигналів для виявлення людей під завалами**

У сучасній радіотехніці біолокація об'єктів займає гідне місце і є напрямком радіоелектроніки, що інтенсивно розвивається. На відміну від класичних областей застосування радіолокації, в яких, як правило, об'єктами пошуку є нежива природа (поверхня Землі і планет Сонячної системи) або штучно створені предмети (космічні апарати, літаки, інші об'єкти військової техніки). Локація біологічних об'єктів має цілий ряд особливостей, що дозволяє виділити її в окрему галузь знань яка отримала назву біорадіолокація.

До особливостей біорадіолокації відносять використання апаратури, як правило, незначної дальності дії (від кількох сантиметрів до десятків метрів) зі зниженим рівнем випромінювання, що не має шкідливого впливу на організм людини.

Крім цього характеристики самих об'єктів зондування в частині їх електрофізичних властивостей, а також частот і амплітуд коливань органів людини і тварин носять досить специфічний характер і для правильної інтерпретації результатів вимірювань вимагають залучення дослідників біоінженерних спеціальностей.

Слід зазначити також, що у вітчизняній і зарубіжній науково-технічній літературі термін, близький за змістом до терміну «біорадіолокація», відсутній, в силу чого введення його в науковий обіг з урахуванням збільшеного обсягу досліджень і публікацій в цій області видається цілком обґрунтованим.[1]

Для вирішення завдань біорадіолокації найбільш широко використовуються імпульсні надширокосмугові радіолокатори, а також локатори із ступінчастим безперервним випромінюванням і зміною частоти.

## РОЗДІЛ 2. ЗАСТОСУВАННЯ СИСТЕМ СЕЛЕКЦІЇ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ

При перекритті спектрів перешкоди і сигналу, коли перебудова по частоті або режекції неефективна, використовують гребёнчатие або узгоджені фільтри. Відмінності в структурі спектрів сигналу і перешкоди використовуються також в пристроях селекції рухомих об'єктів (СРО) на тлі пасивних перешкод. Принципи СРО будуть розглянуті нижче.

У РТС вилучення інформації важливе значення мають деякі специфічні види перешкод, з якими набагато рідше доводиться рахуватися, наприклад в радіозв'язку. Такими перешкодами є, зокрема, пасивні перешкоди, що представляють собою відбиття сигналу від нерухомих об'єктів поверхні, гідрометеорів і зосереджених місцевих предметів, як правило, штучного походження (інженерні споруди, будівельні матеріали, труби заводів і т. Д.).

У когерентно-імпульсних системах СДЦ доплеровские зміщення частоти використовуються в якості ознаки, що дозволяє виділити сигнали рухомих цілей на тлі віддзеркалень від нерухомих або малорухомих об'єктів.

Коливання, відбиті нерухомими об'єктами, відрізняються від випромінюваних РЛС коливань як амплітудою, так і фазою. При постійних частоті коливань  $f_0$  і дальності  $R$  до об'єкта ця фаза постійна і дорівнює

$$\Phi = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot 2R}{c} \quad (1.2)$$

При русі об'єкта з радіальної швидкістю  $V_R$  утворюється доплерівський зсув частоти:

$$F_D = \frac{f_0 \cdot 2V_R}{c} \quad (1.3)$$

і фаза  $\phi$  змінюється в часі.[2]

Спектр імпульсного сигналу, відбитого нерухомим об'єктом, збігається зі спектром зондуючого імпульсу.

Спектр імпульсного сигналу, відбитого від рухомого об'єкту, стискається при віддаленні об'єкта або розтягується при його наближенні, так як всі частоти спектру імпульсу змінюються в  $(1+2V_R/c)$  разів.

Пасивні перешкоди в загальному випадку нестаціонарні в часі і неоднорідні в просторі, їх потужність може набагато перевищувати потужність корисного сигналу.

Виявлення рухомих цілей на тлі пасивних перешкод є однією з найважливіших проблем, з якими доводиться стикатися при розробці та експлуатації РЛС і РНС різного призначення.

Різниця в швидкостях переміщення заважають відбивачів і реальних цілей призводить до різних зрушень фаз між прийнятим і випроміненим сигналами. На цьому відмінності заснована селекція рухомих цілей.[3]

У когерентно-імпульсних системах СДЦ доплеровские зміщення частоти використовуються в якості ознаки, що дозволяє виділити сигнали рухомих цілей на тлі віддзеркалень від нерухомих або малорухомих об'єктів.

## 2.1 Застосування черезперіодного компенсатора у радіолокаційних системах пошуку людей під завалами.

Для виявлення людей, які перебувають за оптично непрозорою перешкодою доцільно використовувати радари малої ( $\sim 1 \div 30$  м) дальності з зондируючим UWB-сигналом.

Прикладом такого сигналу може бути, сигнал з  $f_{min} = 0.1$  ГГц,  $f_{max} = 1.9$  ГГц. При цьому  $\mu = 1.8$ ,  $\Delta f = 1.8$  ГГц,  $f_0 = 1$  ГГц,  $\tau_1 = 1/(\Delta f) \approx 0.5$  нс. Роздільна здатність по дальності такого радара  $\Delta R = c\tau_1/2 = c/(2\Delta f) \approx 8$  см, що відповідає розмірам середньостатистичного серця людини.

Радіосигнали, відбиті від людини, набувають біометричну модуляцію. Її причиною служать квазіперіодичні процеси в живому об'єкті (скорочення серця, судин, легенів і т. д.). Ці процеси мають характерні частоти  $F \approx 0.2 \div 3$  Гц. Їм відповідає наступна амплітуда доплерівського зсуву частоти на частоті  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{f_{min} + f_{max}}{2}$$
$$f_{d0} = 8 \cdot \pi^2 \cdot f_0 \cdot \frac{F^2 \cdot x_0}{c}$$

де  $x_0$  - амплітуда коливань серця людини.

Головними перевагами застосування зондируючих НШС-сигналів є можливість вимірювання дальності до біооб'єкту. а також можливість вибору цілі на фоні місцевих предметів.

До недоліків можна віднести, наявність так званих «уражених» дальностей, спричинених формою залежності кореляційного інтеграла від відносного запізнювання опорного і прийнятого сигналів.

Пошук живих людей під завалами будівельних конструкцій за допомогою НШС-радару ґрунтується на модуляції радіосигналу, яку

здійснюють коливання грудної клітки людини при диханні. Виявити рух грудної клітини на низьких частотах радіодіапазону досить складно, а, якщо бути точніше, практично неможливо. Оптимальний робочий діапазон - від 1 до 10 ГГц (3-30 см), проте дальність дії біолокатора в цьому діапазоні складає близько 10 м за рахунок загасання електромагнітних хвиль в будівельних конструкціях.[4]

Відмінності в тимчасовій структурі сигналів і перешкод використовують для боротьби з імпульсними перешкодами, які мають відмінні від сигналу параметри: тривалість, період повторення, момент часу приходу. Застосування кодування сигналу по числу імпульсів і інтервалу між ними, селекція по тривалості при автосупроводження мети - ось деякі з існуючих методів боротьби із зазначеними видами перешкод.

Відмінності в просторовому положенні джерел сигналу і перешкоди дозволяють істотно послабити дію перешкоди за рахунок підвищення роздільної здатності РЛС і РНС по кутових координатах, придушення бічних пелюсток ДН, компенсації перешкод, що попадають по бічних пелюстках ДН.



Рис. 2.1. Система СРЦ с независимым збудженням

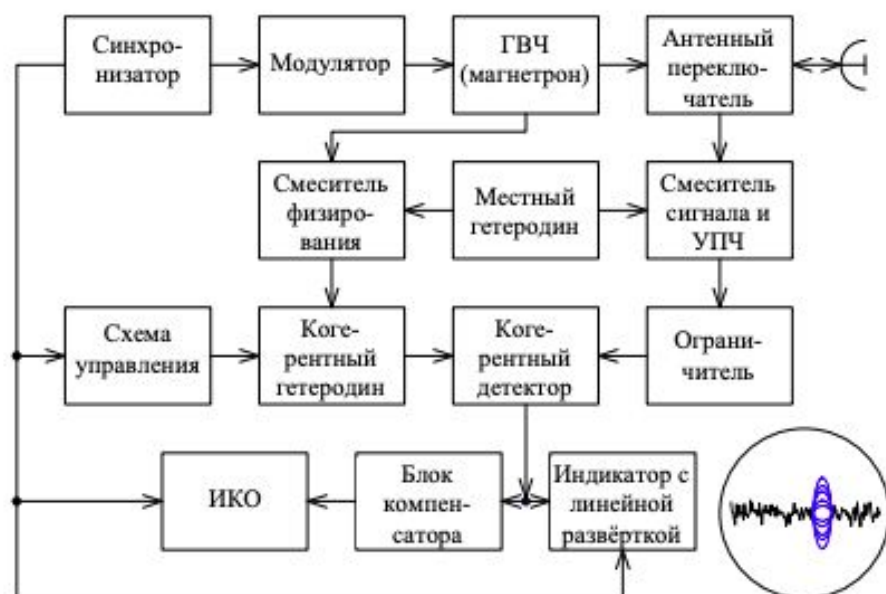


Рис. 2.2. Система СРЦ с когерентным гетеродином

## 2.2 Цифрова система селекції рухомих об'єктів

У цьому розділі буде розглянуто цифрову реалізацію черезперіодного компенсатора, який був описаний детально у попередньому розділі.

Вважаючи, що ЦФ має порядок  $r$ , впливаємо оператором  $z$ -перетворення на ліву і праву частини рівняння:

$$y_n = \sum_{i=0}^r a_i x_{n-i} - \sum_{i=1}^r b_i y_{n-i} \quad 2.1$$

в результаті отримаємо:

$$Y(z) = X(z) \sum_{i=0}^r a_i z^{-i} - Y(z) \sum_{i=1}^r b_i z^{-i} \quad 2.2$$

звідси можна отримати передавальну функцію ЦФ:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^r a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^r b_i z^{-i}} \quad 2.3$$

У нерекурсивних ЦФ всі коефіцієнти дорівнюють нулю, тому

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^r a_i z^{-i}}{1} \quad 2.4$$

Підставивши в формулу  $z = e^{j\omega T}$  можна отримати ЧХ нерекурсивних ЦФ

$$H(e^{j\omega t}) = \sum_{i=0}^r a_i e^{-ij\omega t} \quad 2.5$$

Якщо ЦФ є режекторним фільтром (РФ), то сигнал пасивної перешкоди від нерухомих місцевих предметів повинен придушуватися, тому вагові коефіцієнти повинні задовольняти умову

$$\sum_{i=0}^r a_i = 0 \quad 2.6$$

Розташування нулів на  $z$ - площині і нормовані до шуму модулі ЧХ  $H(\omega)$   $r$  - кратного ЧПК показані на малюнку нижче (а- комплексна площина, б - ЧХ).

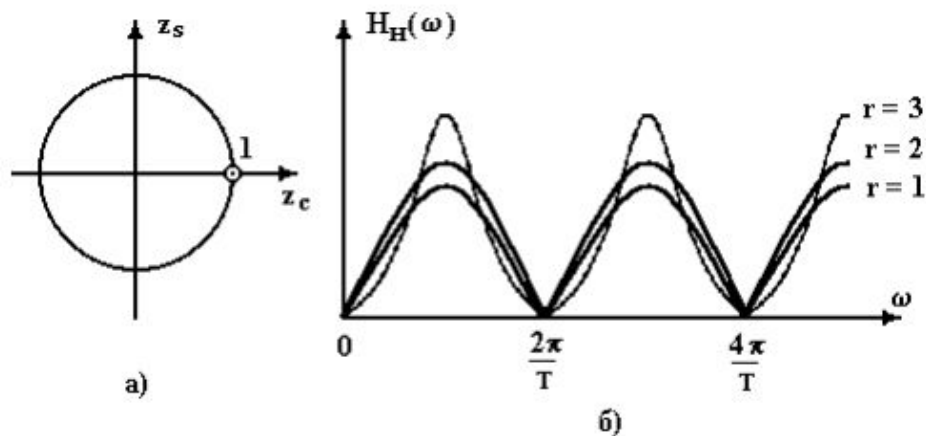


Рис. 2.3 Розташування нулів на  $z$ - площині і нормовані до шуму модулі ЧХ  $H(\omega)$



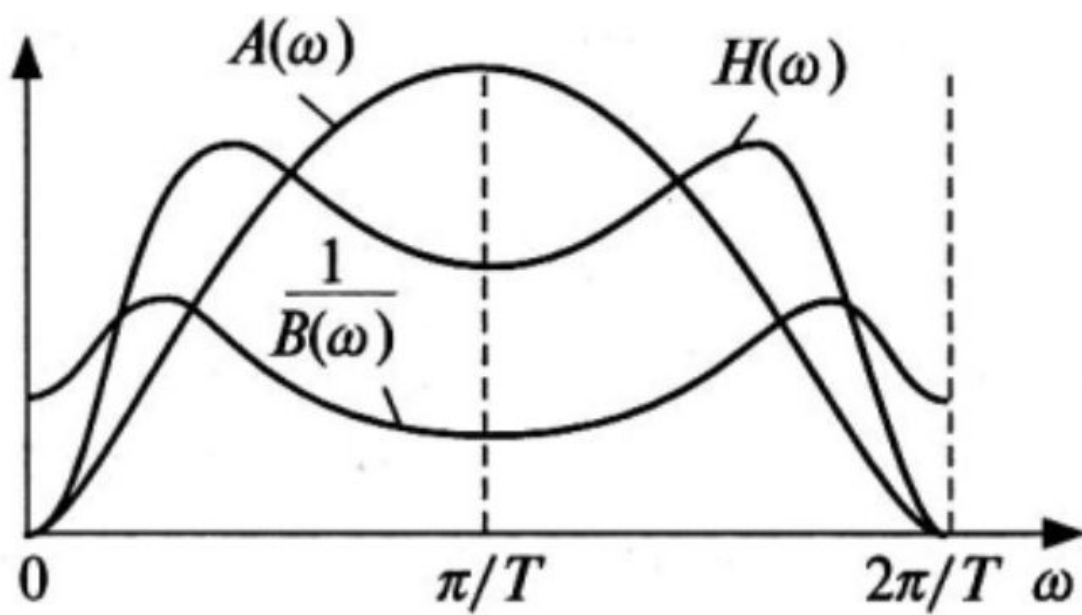


Рис. 2.4. АЧХ ЧПК второго порядка

## 2.3 Фільтрові системи СРО

Фільтрові системи СРО забезпечують більш високу ступінь захищеності РЛС від завад. Радіолокатор з фільтровою системою СРО працює в режимі істинної когерентності. [5]

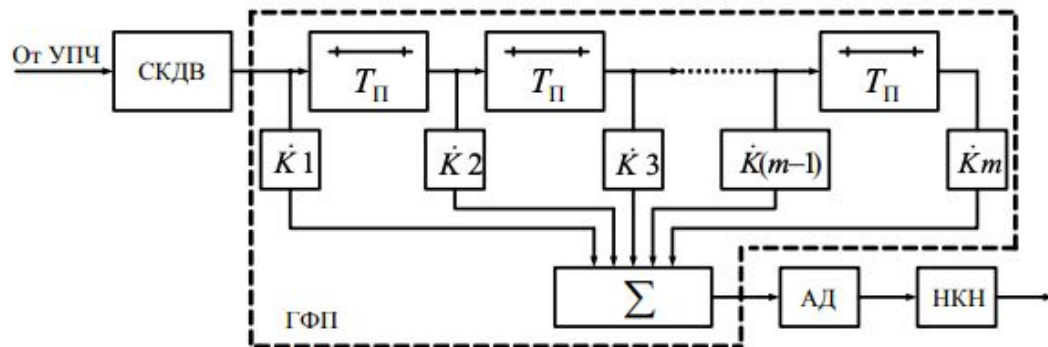


Рис. 2.5. Структурна схема СРО з неперебудовуваним ГФП на лініях затримки



Рис. 2.6 Структурна схема СРО з ГФП на неперебудовуваних по частоті РФ

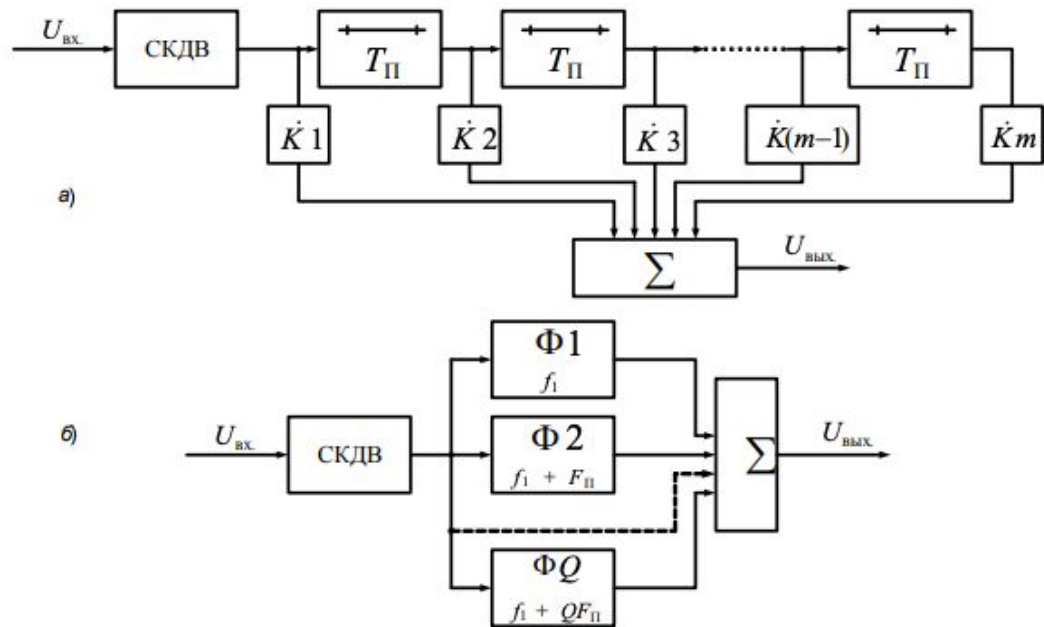


Рис. 2.7. Структурна схема ГФН: а - на лінії затримки з відводами; б - на УФ

В даний час завдання придушення корельованих завад при прийомі радіолокаційних сигналів стає все більш актуальною. Класичні методи боротьби з пасивними перешкодами в системах СДЦ за допомогою ЧПК мають в якості головного недоліку неможливість боротьби з перешкодами, які мають доплеровское зміщення спектра. [6]

Цього недоліку позбавлені адаптивні компенсатори або адаптивні цифрові фільтри в системах СДЦ, призначені для придушення сигналів перешкоди з урахуванням їх модуля і аргументу межперіодного коефіцієнта кореляції.

Подібні адаптивні системи СДЦ зараз широко поширені в радіолокації. Один з таких адаптивних цифрових компенсаторів, що використовує в якості оптимального вагового коефіцієнта оцінку максимальної правдоподібності

комплексного межперіодного коефіцієнта кореляції, розглядається в даній роботі. [7]

Нижче наведені структурна схема і основні співвідношення, що описують роботу цього адаптивного компенсатора.

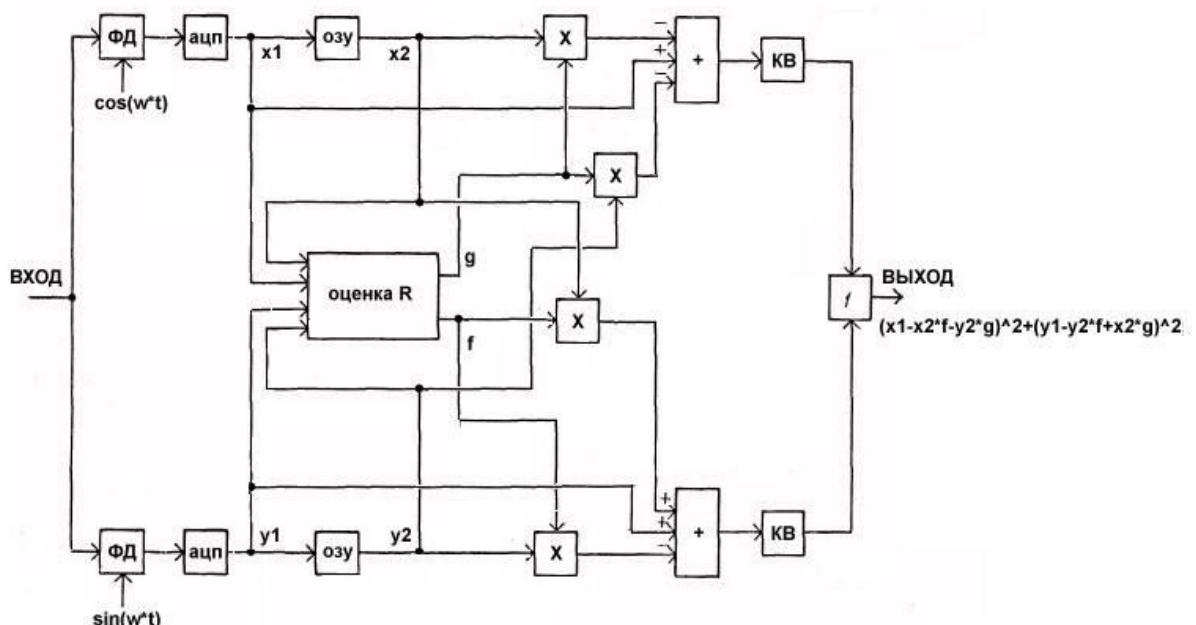


Рис.2.8 Структурна схема і основні співвідношення, що описують роботу цього адаптивного компенсатора

Для демонстрації були написані програми в середовищі MATLAB® для ПК.[8]

При моделюванні роботи адаптивного компенсатора задавалися 9 значень модуля межперіодного коефіцієнта кореляції величини  $R - 0,91 \div 0,99$ .

Оскільки адаптивний компенсатор інваріантний до доплеровському зміщення спектра перешкоди перешкоди було задано рівним нулю. Крім того, проводився розрахунок значень коефіцієнта придушення для ЧПК без адаптації при тих же значеннях величини  $R$ . [9]

При створенні програм в середовищі MATLAB® передбачалося, що квадратурні складові перешкоди  $x_1$ ,  $y_1$  мають нормальний розподіл з нульовим середнім і дисперсією, яка дорівнює 1.

Крім того, для зменшення флуктуацій оцінки вагових коефіцієнтів  $g$  і  $f$  їх оцінка усереднювалась по 8 елементів дальності. Загальний же обсяг вибірки спостережень в кожному періоді повторення становив 1000 елементів дальності.[10]

При створенні програм враховувалося та обставина, що при реалізації даного автокомпенсатора в програмах-моделях значення  $x_1$ ,  $y_1$ ,  $x_2$ ,  $y_2$  не формувалися, а використовувалися у вигляді готових масивів, що знаходяться в пам'яті ОЗУ - при роботі програми в MATLAB®).

Результати роботи обох програм наведені на рисунку, а також в таблиці нижче.

На рис.2.9 на обох діаграмах верхня крива відповідає результатам, отриманим при роботі звичайного ЧПК, а нижня - адаптивного.

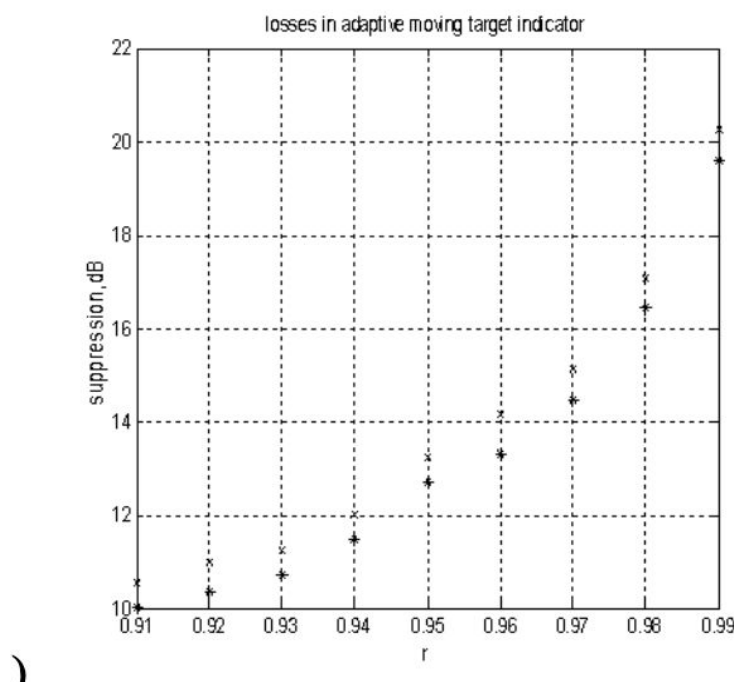


Рис. 2.9. Значення коефіцієнтів придушення перешкод, отримані в середовищі MATLAB®

Таблиця 1. Результати роботи программ-моделей в середовищі MATLAB®

| R    | Supr, dB<br>(MAT.) | Supr1, dB<br>(MAT.) | N*t, ms<br>(MAT.) | t, μs<br>(MAT.) |
|------|--------------------|---------------------|-------------------|-----------------|
| 0,91 | 10,53514294        | 10,00200692         | 20,283584         | 20,284          |
| 0,92 | 10,98972435        | 10,37255444         | 19,633780         | 19,634          |
| 0,93 | 11,2346746         | 10,71498732         | 19,535723         | 19,536          |
| 0,94 | 12,02596687        | 11,50604422         | 18,877818         | 18,878          |
| 0,95 | 13,25046078        | 12,72183058         | 18,887596         | 18,888          |
| 0,96 | 14,16740992        | 13,33235184         | 22,320155         | 22,320          |
| 0,97 | 15,14404412        | 14,49036578         | 19,079520         | 19,080          |
| 0,98 | 17,08121349        | 16,43182659         | 19,573996         | 19,574          |
| 0,99 | 20,2494837         | 19,60353694         | 20,804320         | 20,804          |

Видно, що адаптивний компенсатор не гірше пригнічує корелювати перешкоду, ніж звичайний, що пояснюється випадковим характером оцінюваних вагових коефіцієнтів при порівняно малому числі вироблених усереднених при формуванні їх оцінок. [11]

Важливо підкреслити і те, що отримані результати збігаються з аналітичними розрахунками, що говорить про коректність програм моделювання.

Відносно ефективності реалізації даного адаптивного компенсатора. Через  $t$  тут позначається час, який витрачається на обробку одного елемента комплексної вхідної вибірки, або одного елемента дальності ( $N$  - число цих елементів), з отриманням одного значення на виході обох компенсаторів. Supr і Supr1 - коефіцієнти придушення перешкоди для звичайного і адаптивного ЧПК відповідно.

Незважаючи на те, що при моделюванні на ПК обчислення проводилися в ЦП Intel Pentium® 4 з тактовою частотою 2,5 ГГц, а тактова частота сигнального процесора ADSP-TS201S, на якому також здійснювалося моделювання, становить 600 МГц,

Все сказане дозволяє зробити висновок про високу ефективність роботи автокомпенсатора.

Також у підсумку можна сказати, що дана система селекції рухомих об'єктів не може коректно провести визначення факту наявності живої людини під завалом оскільки сигнали з доплерівською добавкою частоти, що отримуються через рух грудної клітини або стиснення чи розширення (рух) серця попадуть якраз у зону режекції системи селекції рухомих об'єктів.[12]

### **РОЗДІЛ 3. ЗАСТОСУВАННЯ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ СИГНАЛІВ У ВИЯВЛЕННІ ЖИВИХ ЛЮДЕЙ ПІД ЗАВАЛАМИ**

У наш час існує безліч способів та методів для виявлення відбитих сигналів як від нерухомих об'єктів так і від рухомих.

У даній роботі буде розглянуто підходи до виявлення відбитих сигналів від рухомих об'єктів оскільки метою є виявлення живої людини або людей, серцеві м'язи або грудна клітина яких здійснює мікрорухи за якими і можна провести визначення наявності постраждалих людей під завалом та почати проведення пошукових та рятувальних робіт.[13]

Спектральний аналіз - це один з методів обробки сигналів, який дозволяє охарактеризувати частотний склад досліджуваного сигналу.

До основних завдань спектрального аналізу можна віднести наступні:

- Спектральний розклад сигналу, тобто його представлення у вигляді суми гармонічних сигналів із різними частотами
- Аналіз спектральних компонентів сигналу з метою вивчення властивостей та характеристик сигналу
- Зворотнє перетворення, що являє собою обернений процес до розкладання сигналу, отримання сигналу з відомого спектру.



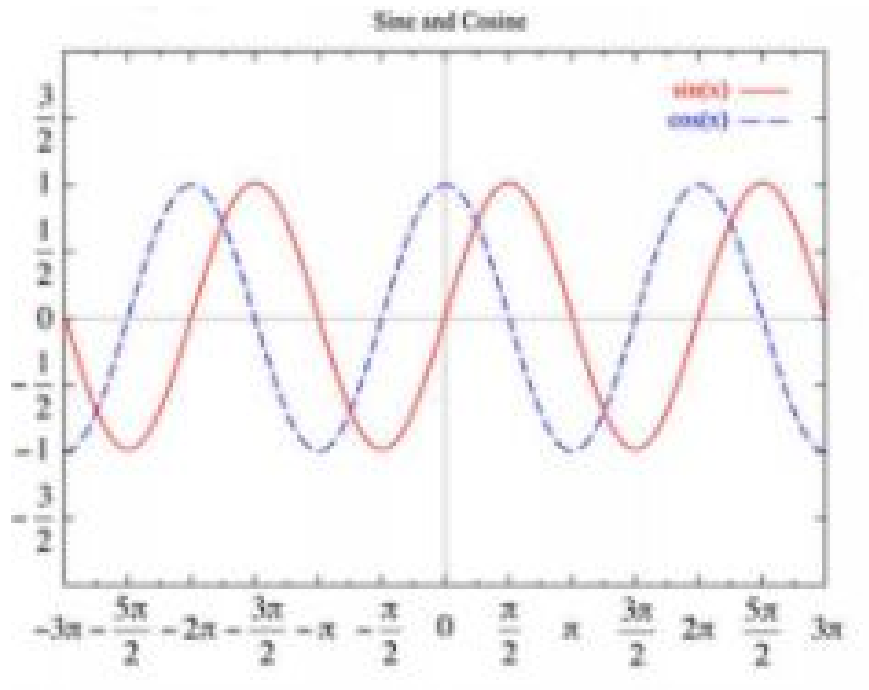


Рис.3.1 Гармонічні сигнали

Серед різноманітних систем ортогональних функцій, які можуть використовуватися в якості базисних для подання сигналів, особливе місце займають гармонійні (синусоїдальні і косинусоїдальні) функції.

Наприклад, в радіотехніці, важливість гармонійних сигналів обумовлена низкою причин. Зокрема, гармонійні сигнали інваріантні відносно перетворень, здійснюваних лінійними електричними колами. Якщо на вході лінійного кола присутні гармонійні коливання, то сигнал на виході також залишається гармонійним, відрізняючись від вхідного лише амплітудою і початковою фазою. [14]

Крім того, техніка генерування гармонічних сигналів відносно проста.

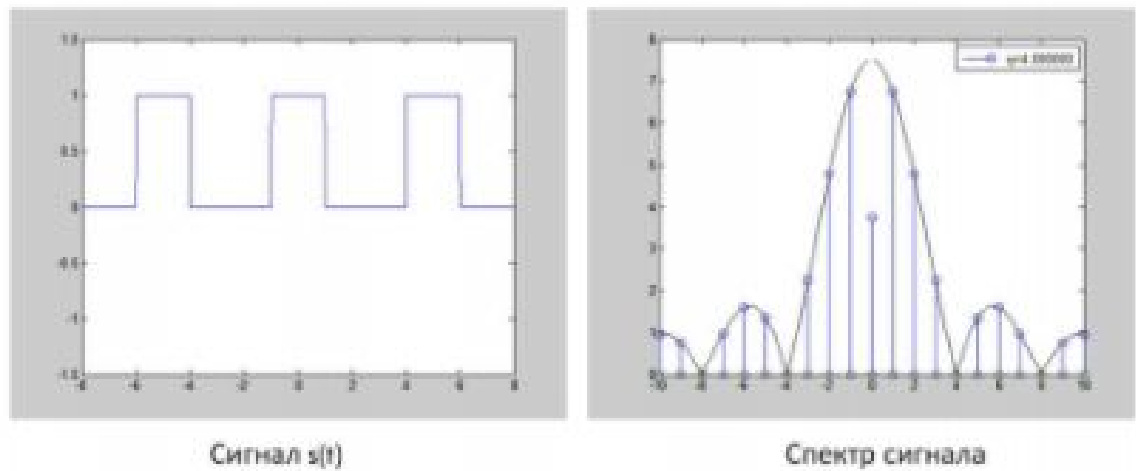


Рис.3.2 Сигнал і його спектр

Якщо який-небудь сигнал представлений у вигляді суми гармонійних коливань з різними частотами, то кажуть, що здійснено спектральне розкладання цього сигналу в базисі гармонійних функцій. Сума окремих гармонійних компонент сигналу утворює його спектр.[15]

На рисунку 3.2 зліва наведено приклад прямокутного аналогового сигналу  $s(t)$ .

На рисунку 3.2 праворуч приведена спектральна діаграма цього сигналу.

Стеблінками позначені спектральні відліки сигналу.

### 3.1 Основні поняття спектрального аналізу в радіотехнічних системах

Дуже часто інформація кодується в синусоїдах, що утворюють сигнал. Це стосується як природних сигналів, так і тих, що були створені людьми. Практично усі об'єкти у нашому Всесвіті випромінюють той чи інший тип коливань. [16]

Як приклад, мова є результатом вібрації голосових зв'язок людини; зірки і планети змінюють яскравість свого випромінення, при обертанні навколо своїх осей і обертанні навколо один одного; корабельні гвинти створюють хвилі на воді через періодичні витіснення води тощо.

Форма сигналу в часовій області не є критично важливою для цих сигналів адже ключова інформація міститься у частоті, фазі та амплітуді синусоїди.

Як відомо, усі сигнали можуть бути поділені на неперіодичні та періодичні. Періодичним називають сигнал, значення якого повторюється через певні однакові проміжки часу, що звуться періодом повторення сигналу, або просто періодом. [17]

Для неперіодичного сигналу ця умова не може виконуватися.

Найпростішим періодичним сигналом є гармонійне коливання.

Як відомо, кожен сигнал має свій спектр. У даному контексті спектр представляє собою набір синусоїдальних коливань, які, будучи скомбіновані належним чином, складають досліджуваний сигнал у часовій області. Для визначення спектру використовують спектроаналізатор.

Спектроаналізатор - це прилад для відображення і вимірювання спектру сигналу, іншими словами, розподілу енергії сигналу по частотах.

Особлива увага в сьогоденних розробках приділена сучасним аналізаторам, що є заснованими на швидкому перетворенні Фур'є.[18]



Рис.3.3 Структурна схема аналізатора спектра

Аналізатор спектра дозволяє визначити амплітуду і частоту спектральних компонент, що входять до складу аналізованого процесу.

Найважливішою його характеристикою є роздільна здатність: найменший інтервал  $\Delta$  по частоті між двома спектральними лініями, які ще поділяються аналізатором спектру. [19]

Аналізатор спектра може дати справжній спектр тільки тоді, коли аналізоване коливання періодично, або існує тільки в межах інтервалу  $T$ .

За діапазону частот розрізняють аналізатори низькочастотні, радіодіапазону і оптичного діапазону.

На Рис. 3.4 показаний складний сигнал у часовій області

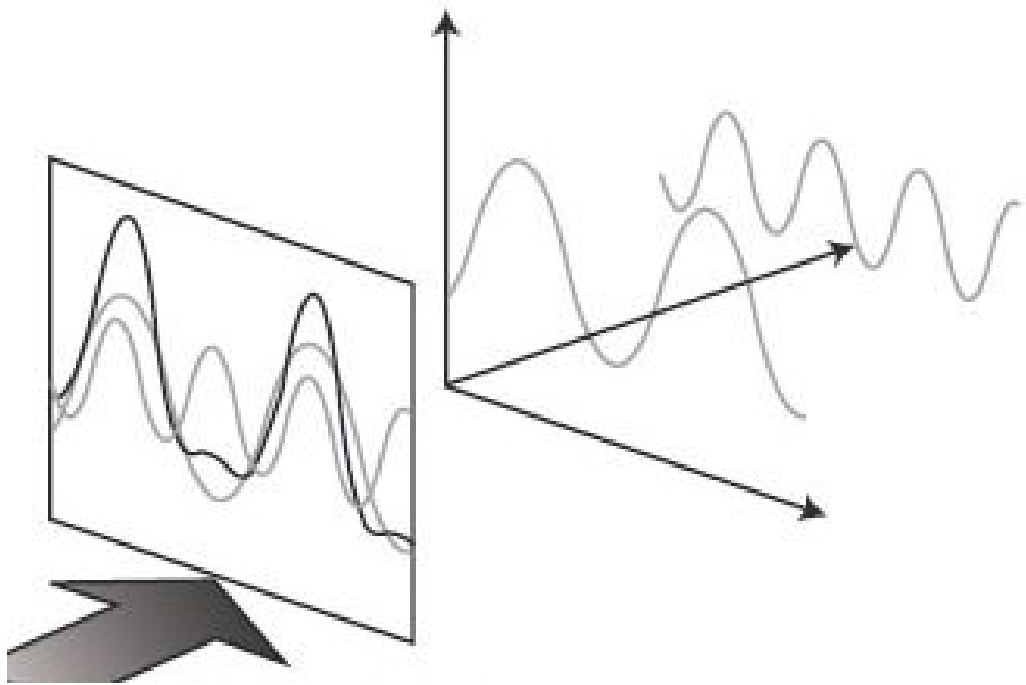


Рис. 3.4 Складний сигнал у часовій області

На Рис. 3.5 показаний складний сигнал у частотній області.

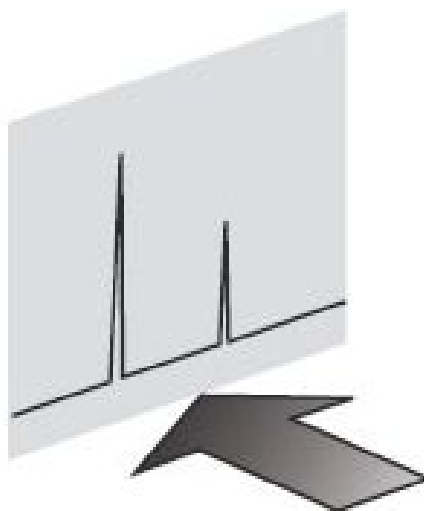


Рис. 3.5 Складний сигнал у частотній області

Часова область є кращою для проведення багатьох вимірювань, а для деяких є єдиною можливою. Наприклад, тільки в часовій області можна виміряти тривалість фронту і спаду імпульсу, викиди і биття.[20]

Однак, частотна область є набагато зручнішою для визначення гармонічного складу сигналу. Професіонали, які займаються бездротовим зв'язком, є вкрай зацікавлені у визначенні позасмугового і паразитного випромінювання.

Наприклад, стільникові радіотехнічні системи повинні бути перевірені на наявність гармонік носійного сигналу, які можуть вносити перешкоди в роботу інших систем, що працюють на тій самій частоті, що і гармоніки. Інженери також часто стурбовані спотвореннями інформаційних повідомлень, що транслюються з модуляцією носійного сигналу.

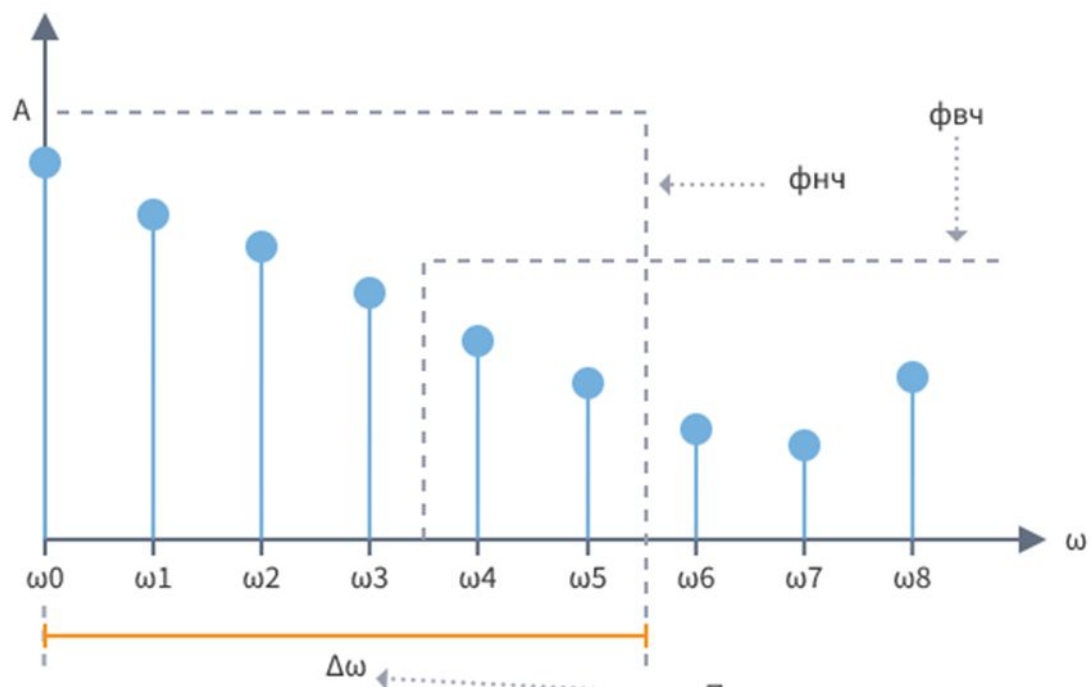


Рис.3.6 спектр Фур'є

Спектральний аналіз представляє собою широкий діапазон методів оброблення даних, в основі яких лежить їх спектр, або, іншими словами, частотне уявлення. [21]

Спектр ми отримуємо в результаті розкладання, залежної від часу, вихідної функції, так званий часовий ряд, або просторових координат в базис деякої періодичної функції, як приклад, зображення.

Для спектральної обробки сигналів найбільш часто застосовується спектр Фур'є, який заснований на базисі синуса - розклад Фур'є, перетворення Фур'є. [22]

Основний зміст перетворення Фур'є полягає в тому, що, маючи вихідну неперіодичну функцію довільної форми, яка не може бути описана аналітично, чим і викликана складність її опису і аналізу, можливо отримати її представлення у вигляді набору синусів або косинусів з різною частотою, амплітудою і початковою фазою.

Графічно спектр Фур'є представляє собою графік, на якому по осі абсцис відкладено кутову частоту, яка, зазвичай, позначається грецькою літерою «омега», а по осі ординат - амплітуда спектральних складових, яка позначається латинською літерою A.

Кожна спектральну складову можна представити у вигляді відліку. По осі ординат положенню відліку відповідає його частота, а висота (по осі ординат) – амплітуді відліку. Гармоніка, що має нульову частоту, називається постійною складовою.

Достатньо простого візуального аналізу спектру аби можливо було дещо сказати про характеристики функції, на основі якої його було отримано.

Можливо інтуїтивно зрозуміти те, що стрімкі зміни вихідних даних у спектрі спричиняють складові з високою частотою, а повільні зміни - з складові з низькою частотою. [23]

Тож можна зробити висновок, якщо в спектрі сигналу амплітуда його складових швидко знижується при збільшенні частоти, тоді вихідна функція (як приклад можна навести, часовий ряд) являється плавною, але якщо

високочастотні складові з досить високою амплітудою в спектрі сигналу присутні, тоді вихідна функція міститиме різкі коливання.

Тож, це може вказувати на досить велику випадкову складову для функції часового ряду, та нестійкість процесів, що він описує, наявність шумів в даних.

Основою спектральної обробки є процес маніпулювання спектром. Справді, при зменшенні (придушенні) амплітуди високочастотних складових, а після цього на базі зміненого спектра відновлення вихідної функції, виконуючи зворотне перетворення Фур'є, то вона стане більш гладкою через видалення високочастотних компонент.

Для маніпуляцій зі спектром використовуються фільтри, що мають здатність керувати формою спектра, а також придушувати або підсилювати компоненти спектру. [24]

Найголовнішою властивістю для будь-якого фільтра є його амплітудно-частотна характеристика (АЧХ). Від форми цієї характеристики і залежить перетворення спектра.



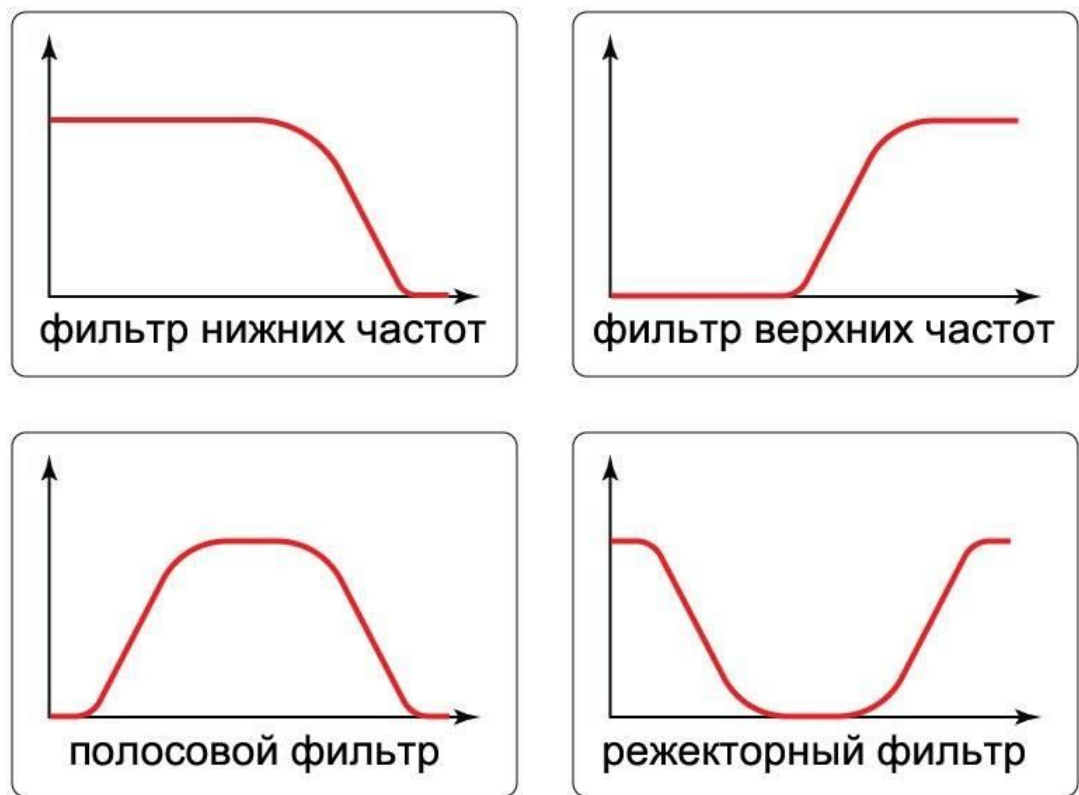


Рис. 3.7 Види фільтрів

Якщо фільтр здатен пропускати лише спектральні складові з частотою, що є нижчою, ніж деяка гранична частота, то такий фільтр називається фільтром нижніх частот (ФНЧ).

Якщо фільтр здатен пропускати лише спектральні складові з частотою, що є вищою, ніж деяка гранична частота, то такий фільтр називається фільтром верхніх частот (ФВЧ).

Крім того, існують безліч інших типів фільтрів. Серед них фільтри середніх частот, загороджувальні фільтри і смугові фільтри, а також складніші, що широко застосовують в радіоелектроніці при обробці сигналів.

При підборі типу і форми частотної характеристики фільтра, можна добитися очікуваного перетворення вихідних даних шляхом їх спектральної обробки.[25]

Передавачі часто мають можливість працювати на сусідніх частотах, що зазвичай розташовані дуже близько.

Як для підсилювачів потужності, так і для інших компонентів систем даного типу - ключовим параметром при проведенні вимірювань є кількісна міра енергії сигналу, яка просочується в сусідні канали та породжує явище, що називається інтерференцією.

Електромагнітна інтерференція – являє собою небажане випромінювання від навмисно створених і випадкових випромінювачів.

Це небажане випромінювання, при передачі через ефір або за допомогою дротів, може значно ускладнити роботу інших систем.

При розробці і виробництві практично будь-якого електричного або електронного приладу необхідно проводити дослідження рівнів випромінювання в залежності від частоти, і приводити їх у відповідність до норм, що є встановленими відповідними органами або індустріальними чи міжнародними стандартами.

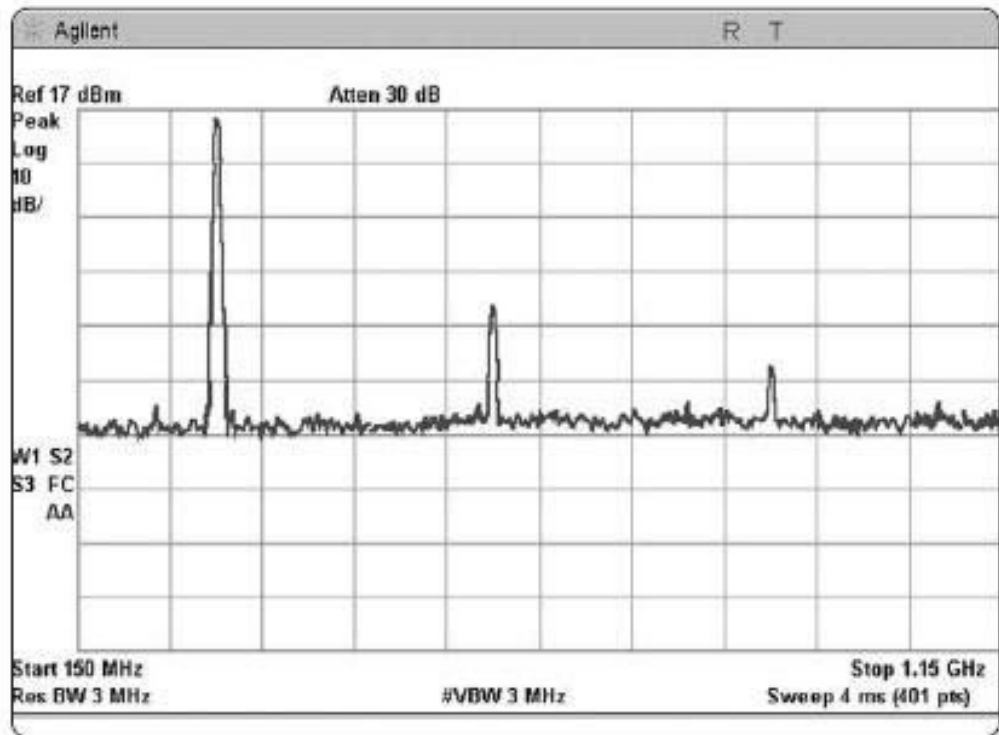


Рис.3.8 Випробування передавача на наявність гармонійних спотворень

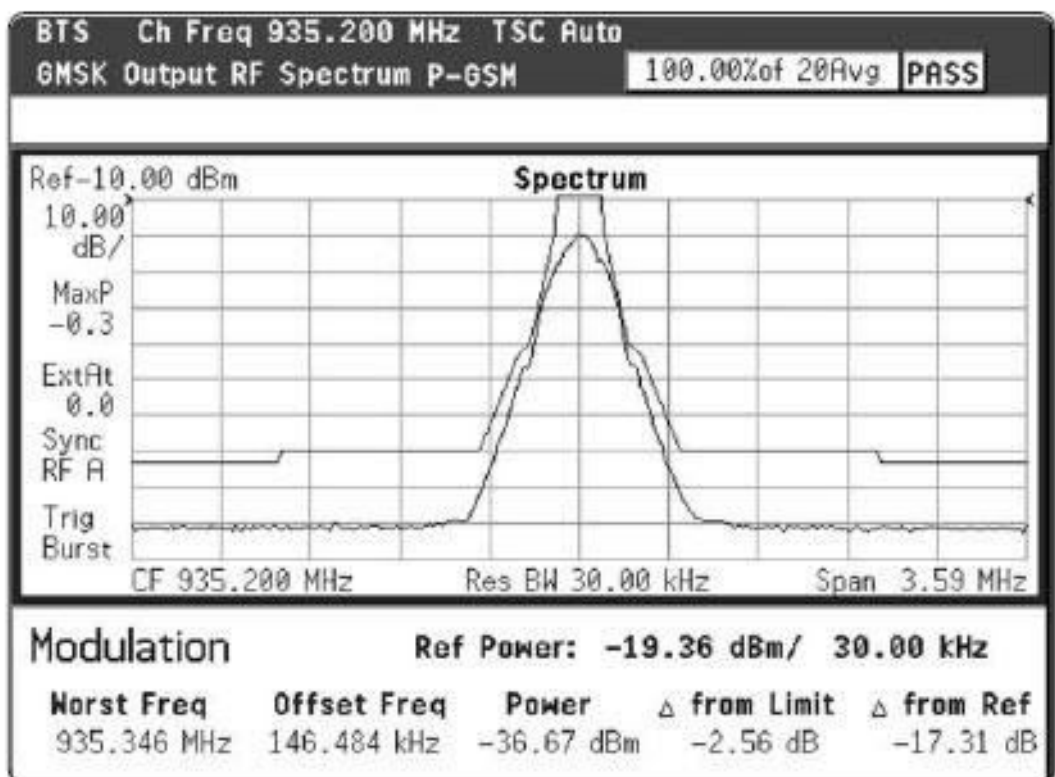


Рис.3.9 Радіосигнал зі спектральною маскою, яка показує межу  
небажаних викидів

Те, що сигнал довільної форми (а не лише прямокутний імпульс) може бути розкладений на суму звичайних синусоїд, вперше зумів довести у двадцятих роках минулого століття видатний французький математик Фур'є.

Такий набір синусоїд отримав назву спектра сигналу.

Кожен сигнал (що відрізняється від інших за формою) має свій суто індивідуальний спектр, тобто може бути отриманий тільки з синусоїд зі строго визначеними частотами і амплітудами.[26]

Зі збільшенням періоду сигналу частота першої гармоніки зменшується. Спектральні лінії відповідно стають густішими, а амплітуди гармонік зменшуються.

Це стає очевидним, оскільки енергія сигналу, залишаючись незмінною, піддається перерозподілу між зростаючим числом гармонік. Відповідно, частка кожної гармоніки в загальному сигналі падає.

Тож, при переході до неперіодичного сигналу, для прикладу можна навести одиночний імпульс, матимемо в спектрі такого сигналу замість окремих гармонік нескінченно велике число синусоїдальних коливань з нескінченно близькими частотами, які будуть заповнювати всю шкалу частот.

При цьому амплітуда кожного з таких коливань перетворюється на зникаюче малу, оскільки на його частку відводиться нескінченно мала частина від усієї енергії сигналу. [27]

Інакше кажучи, в будь-який нескінченно вузькій смузі частот завжди можливо знайти синусоїдне коливання, однак, нескінченно малої амплітуди.

## РОЗДІЛ 4. ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є ЯК МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

У літературі часто можна зустріти вирази типу «спектр потужності» , «енергетичний спектр» , « спектральна щільність потужності » , « спектр амплітуд » і т.д. і іноді буває важко визначити, які саме величини, отримані при проведенні ПФ, використовуються авторами.

Те, що термінологія ПФ не встановилась, пов'язано зі специфікою використання ПФ в різних додатках - в радіофізики, математики, астрономії, інформатики, оптиці і т.д.

Спектр сигналу - це залежність інтенсивності входять до складу сигналу гармонік від частоти цих гармонік.

Перетворення Фур'є періодичного сигналу - це дискретний спектр, в той час як перетворення неперіодичного сигналу (наприклад, одиночного імпульсу) - безперервний спектр.[28]

Дискретний спектр має ту ж розмірність, що і сигнал, а розмірність безперервного спектра дорівнює відношенню розмірності сигналу до розмірності частоти.

Для безперервного спектра часто вживають термін «Спектральна щільність».

Щоб уникнути труднощів при описі спектрів довільних сигналів, вважають розмірність періодичних сигналів такий же, як і для неперіодичних, оскільки формально безперервний спектр періодичного сигналу з періодом  $T_1$  можна уявити як набір дельта - імпульсів, розташованих на частотній осі.

При обчисленнях Фур'є-перетворення деякого тимчасового процесу можливі кілька ефектів, які накладають деякі обмеження на цей метод.

Ці ефекти пов'язані як з підготовкою вихідних даних, так і з методологією проведення ПФ.

«Елясінг» (aliasing) або ефект підміни частот. цей ефект виникає при недостатній частоті вибірки (дискретизації) досліджуваних процесів в разі, якщо в уже згадуваному процесі є досить потужні гармоніки з частотою, що перевищує частоту дискретизації.

Єдиним вирішенням проблеми елясінга є збільшення швидкості дискретизації вихідного безперервного сигналу і (в деяких випадках - використання спеціальних фільтрів).

«Лікедж» (leakage) або ефект просочування частот. ця проблема виникає через обмежений інтервалу спостережень за сигналом.

Обмеження сигналу еквівалентно множенню сигналу на деяку функцію вікна.

Це веде до спотворення спектра і просочуванню спектральної потужності реальної гармоніки в інші спектральні інтервали.

Кілька зменшити вплив цього ефекту можна при збільшенні інтервалу спостережень або за рахунок «паддінга» (padding) - подовження довжини ряду при його доповненні нулями, або «таперінга» (tapering) - попереднього згладжування країв ряду підходящої функцією вікна.

Лікедж не завжди може бути відділений від елясінга, тому що лікедж веде до розширення спектра, і верхні частоти можуть виявитися нижче частоти Найквіста (половина частоти вибірки).

«Пікетфенс» (picket-fence) або ефект бійниці. Ми можемо спостерігати точна поведінка спектра тільки на дискретних частотах, обчислених за

допомогою ПФ, що схоже з наглядом через вузькі бійниці. При цьому деякі спектральні компоненти можуть виявитися між результатами обчислень.

Ефект Гіббса або ефект виникнення паразитних осциляцій, найбільш помітних поблизу потужних гармонік.

Ефект Гіббса проявляється у випадках, коли аналізована функція терпить розрив, а також з-за кінцевого інтервалу спостережень.

Вплив кінцівки ряду, що призводить до пакунку досліджуваних сигналів з прямокутною функцією, яка дорівнює довжині ряду, іноді вдається мінімізувати шляхом таперінга, тобто згладжування кінців ряду.

## 4.1 Математичний зміст ряду Фур'є

Спектральне подання сигналу можна отримати, використовуючи ряд Фур'є.

До розкладання в ряд Фур'є можуть піддаватися періодичні сигнали виду:

$$s(t) = s(t + kT), \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots \quad 4.1$$

При розкладанні в ряд Фур'є періодичний сигнал представляється у вигляді суми гармонійних функцій або комплексних експонент з частотами, що утворюють арифметичну прогресію.

Щоб розкладання в ряд Фур'є існувало, фрагмент сигналу тривалістю в один період повинен задовольняти умовам Діріхле:

- Мають бути відсутні розриви другого роду.
- Число розривів першого роду має бути скінченним.
- Число екстремумів першого роду має бути скінченним.

Як приклад функції з розривом першого роду розглянемо функцію на рис.4.1:



$$s(t) = \begin{cases} 1 - t^2, & \text{если } t < 0 \\ t + 2, & \text{если } t \geq 0 \end{cases}$$

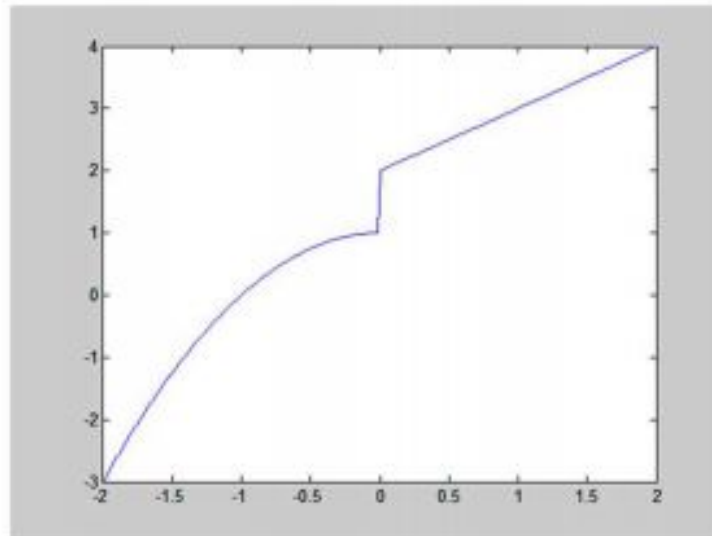


Рис.4.1 функція з розривом 1-го роду

Як приклад функції з розривом другого роду розглянемо функцію на рис.4.2:

$$s(t) = \frac{t}{31-t^2}$$

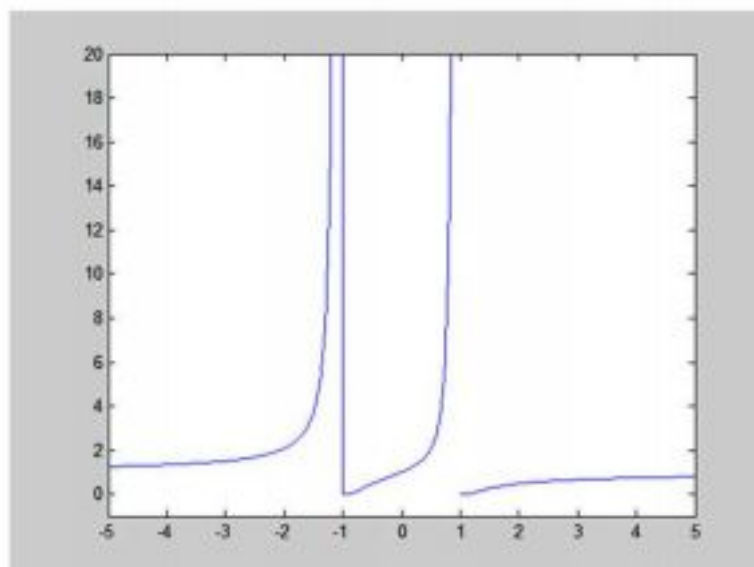


Рис.4.2 функція з розривом 2-го роду

Як приклад функції з нескінченним числом екстремумів розглянемо функцію  $s(t) = \sin(1/t)$  в околі точки 0.

```
1. t = [-10:0.01:10];  
2. s = sin(1./t);  
3. plot(t, s);
```

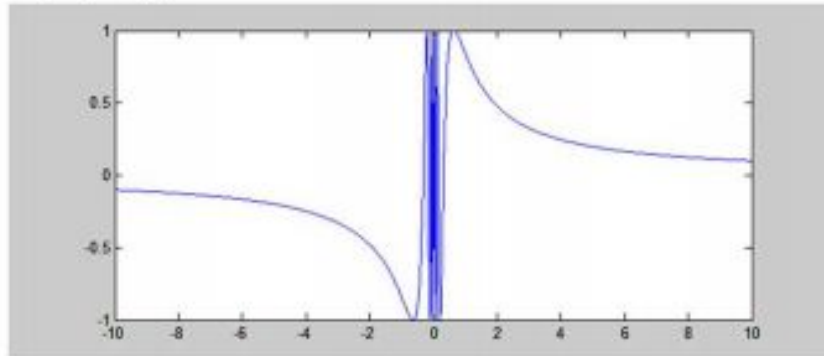


Рис. 4.3 функція  $s(t) = \sin(1/t)$  в околі точки 0

Далі розглянемо форми запису ряду Фур'є. Вибір способу запису обумовлюється зручністю.

Ряд Фур'є можна записати декількома еквівалентними способами:

- Дійсна форма
- Комплексна форма
- Синусно-косинусна форма

У синусно-косинусній формі ряд Фур'є має такий вигляд:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cdot \cos(n\omega_1 x) + b_n \cdot \sin(n\omega_1 x)\} \quad 4.2$$

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T} \quad 4.3$$

$$\omega_k = k \cdot \omega_1 \quad 4.4$$

де -  $a_0$ ,  $a_n$ ,  $b_n$  - коефіцієнти Фур'є

Тут  $\omega_1$  - кутова частота, відповідно періоду повторення сигналу, рівному  $T$ .

Вхідні у формулу кратні їй частоти  $\omega_k$  називаються гармоніками; гармоніки нумеруються відповідно до індексу  $k$ ; частота  $\omega_k$  називається  $k$ -тою гармонікою сигналу.

Коефіцієнти ряду і розраховуються за формулами:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \cdot \cos(k\omega_1 t) dt \quad 4.5$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \cdot \sin(k\omega_1 t) dt \quad 4.6$$

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) dt \quad 4.7$$

Константа  $a_0$  розраховується за загальною формулою для  $a_k$ . Заради цієї спільності і введена трохи дивна на перший погляд форма запису постійного доданка (з діленням на два). Сам же доданок являє собою середнє значення сигналу на періоді.

Отже, в загальному випадку періодичний сигнал містить в собі не залежну від часу постійну складову і нескінченний набір гармонійних коливань, так званих гармонік з частотами, кратними основній частоті послідовності.

Якщо  $s(t)$  є парною функцією, то всі синусні коефіцієнти будуть рівні нулю і в формулі ряду Фур'є будуть присутні тільки косинусні складові. Якщо  $s(t)$  є непарною функцією, дорівнювати нулю будуть, навпаки, косинусні коефіцієнти, і у формулі залишаться лише синусні складові.

Розглянемо дійсну форму запису ряду Фур'є. Деяка незручність синусно-косинусної форми ряду Фур'є полягає в тому, що для кожного значення індексу підсумовування  $k$  (тобто для кожної гармоніки з частотою  $k\omega_1$ ) у формулі фігурують два доданків - синус і косинус.

Скориставшись формулами тригонометричних перетворень, суму цих доданків можна трансформувати в косинус тієї ж частоти з іншої амплітудою і деякою початковою фазою.

Ми бачимо, що кожна гармоніка ряду Фур'є характеризується амплітудою і початковою фазою. Сукупність амплітуд гармонік ряду Фур'є часто називають амплітудним спектром, а сукупність їх фаз - фазовим спектром.

Якщо  $s(t)$  є парною функцією, фази можуть приймати тільки значення  $0$  і  $\pi$ , а якщо  $s(t)$  - функція непарна, то можливі значення для фази рівні  $\pm \pi/2$ .

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k) \quad 4.8$$

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad 4.9$$

$$\varphi_k = \arctg\left(\frac{b_k}{a_k}\right) \quad 4.10$$

Спектральної діаграмою прийнято називати графічну побудову, що наочно інтерпретує коефіцієнти ряду Фур'є для конкретного сигналу. Розрізняють амплітудні і фазові діаграми. На амплітудній діаграмі відкладені амплітуди гармонік, а на фазовій - їх фази.

Найчастіше цікавляться інформацією, що міститься в амплітудній діаграмі, яка дозволяє судити про процентний вміст тих чи інших гармонік в спектрі періодичного сигналу.

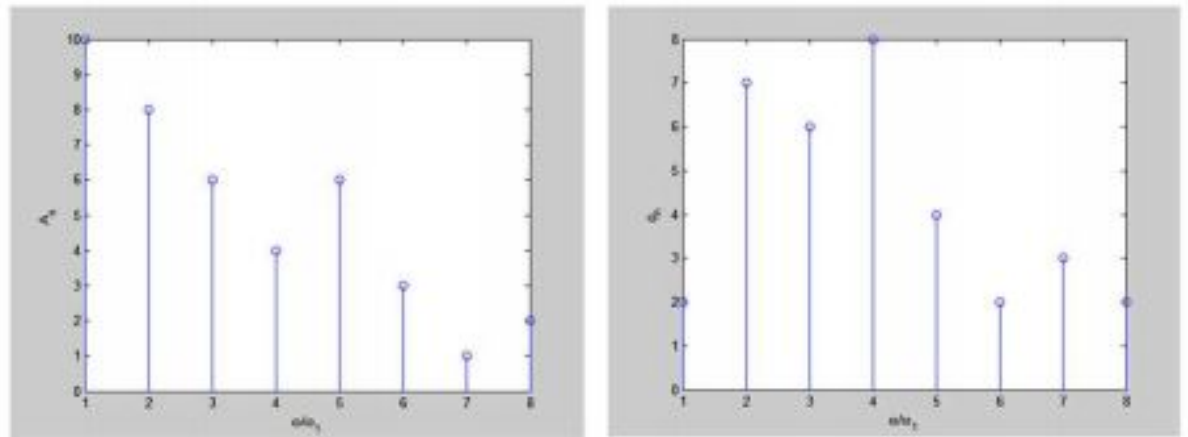


Рис. 4.4 Ампліудна (праворуч) і фазова (ліворуч) спектральні діаграми деякого сигналу

Комплексна форма представлення ряду Фур'є є, мабуть, найбільш вживаною.

Вона виходить з речової форми поданням косинуса у вигляді півсуми комплексних експонент (таке уявлення впливає з формули Ейлера).

Застосувавши дане перетворення до речовій формі ряду Фур'є, отримаємо суми комплексних експонент з позитивними і негативними показниками.

Комплексна форма представлення ряду Фур'є:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_k \cdot e^{jk\omega_1 t} \quad 4.11$$

$$\dot{C}_k = \frac{1}{2} A_k e^{jk\varphi} \quad 4.12$$

$$A_k = 2|\dot{C}_k| \quad 4.13$$

$$\varphi_k = \arg(\dot{C}_k) \quad 4.14$$

Як приклад розглянемо періодичну послідовність прямокутних імпульсів з амплітудою  $A$ , тривалістю  $\tau$  і періодом повторення  $T$ . Початок відліку часу прийmemo розташованим в середині імпульсу (див. Рис. 4.5).

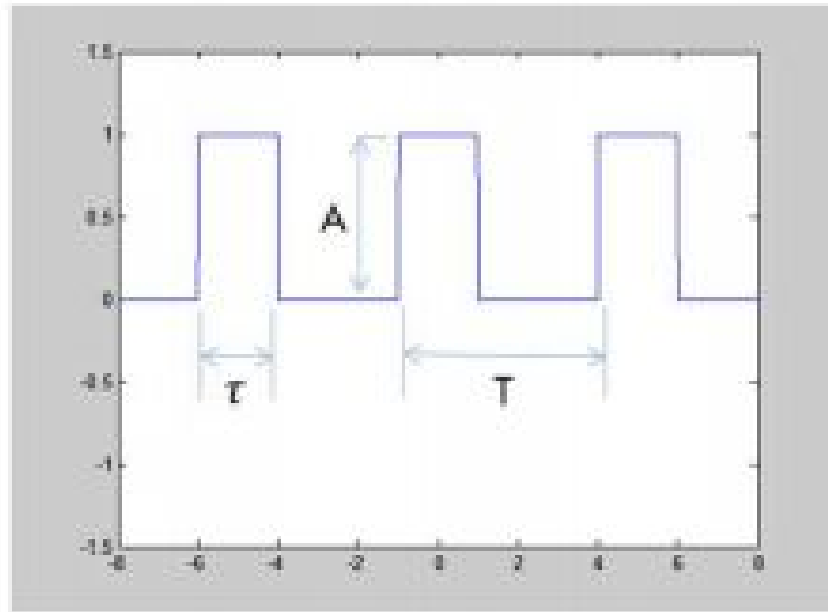


Рис. 4.5 - періодична послідовність прямокутних імпульсів

Даний сигнал є парною функцією, тому для його уявлення зручніше використовувати синусно-косинусного форму ряду Фур'є - в ній будуть присутні тільки косинусні складові.

$$a_k = \frac{2A}{q} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi k}{q})}{\frac{\pi k}{q}} \quad 4.15$$

$$q = \frac{T}{\tau} \quad 4.16$$

$$\frac{a_0}{2} = \frac{A}{q} \frac{\sin(0)}{0} = \frac{A}{q} \quad 4.17$$

Відношення періоду до тривалості імпульсів - називають скважністю послідовності імпульсів і позначають буквою  $q$ .

Тепер можна записати і саме уявлення послідовності прямокутних імпульсів у вигляді ряду Фур'є. Амплітуди гармонійних складових ряду залежать від номера гармоніки за законом  $(\sin(x))/x$ .

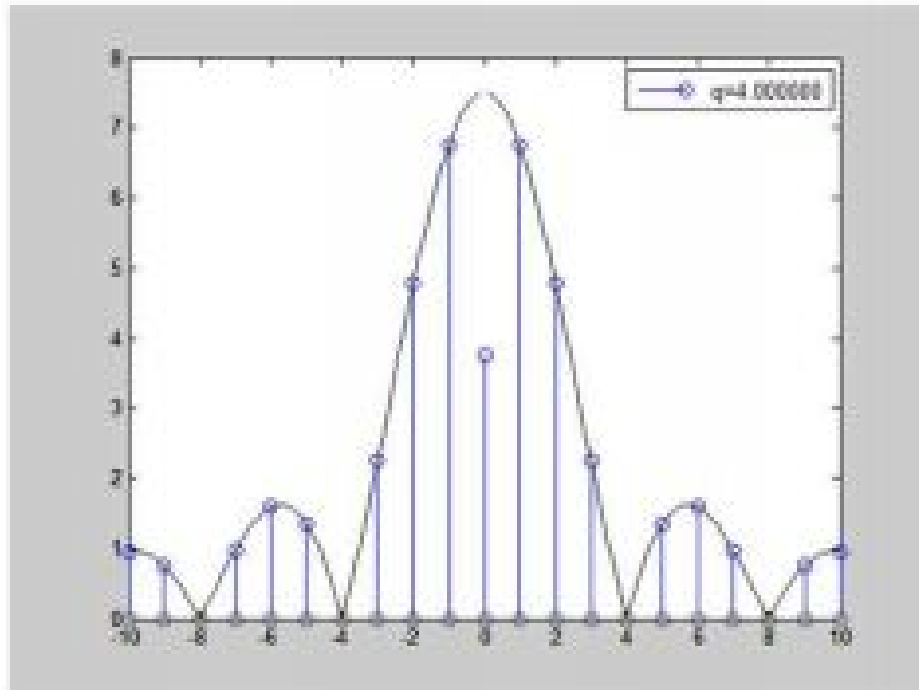


Рис. 4.6 - графік спектральних відліків ряду Фур'є

На рисунку 4.6 наведено графік спектральних відліків ряду Фур'є (формула 4.18).

$$s(t) = \frac{A}{q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2A}{\pi k} \cdot \cos \cos \left( \frac{2\pi k}{T} t \right) \cdot \sin \sin \left( \frac{\pi k}{q} \right) \quad 4.18$$

Графік функції  $(\sin(x))/x$  має пелюстковий характер. Ширина пелюсток, виміряна в кількості гармонік, дорівнює скважності послідовності. В спектрі відсутні гармоніки з номерами, кратними скважності.

Важливо відзначити, що послідовність коротких імпульсів, що слідують один за одним досить не часто ( $q \gg 1$ ), має багатий спектральний склад (див. Рис. 4.7 Зліва). Чим коротше сигнал, тим ширше його спектр.

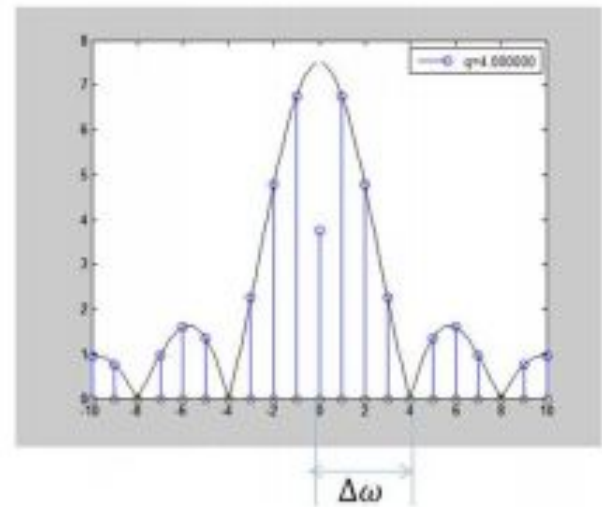
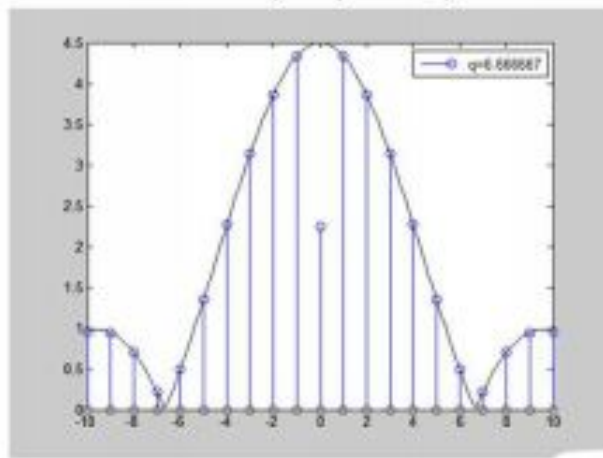


Рис. 4.7 спектральна діаграма при великій (ліворуч) і малій (праворуч) скважності

Спектр даного сигналу простягається до нескінченності, поступово згасаючи. Тому вводять поняття ефективної ширини спектра. Як видно з графіків, спектр має пелюстковий характер. При пелюстковому характері спектра за ефективну ширину спектра приймають ширину головного пелюстка. Ширина головної пелюстки дорівнює:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{t} \quad 4.19$$

Тривалість прямокутного імпульсу дорівнює. Похідна ефективної ширини спектра сигналу на тривалість сигналу називається базою сигналу :

$$B = t\Delta\omega \quad 4.20$$

Для кожного сигналу це своє число. У разі прямокутного імпульсу:

$$B = 2\pi \quad 4.21$$



## 4.2 Перетворення Фур'є

Перетворення Фур'є (Fourier transform) є інструментом спектрального аналізу неперіодичних сигналів. Втім його можна застосовувати і до сигналів періодичних, але це потребує використання апарату узагальнених функцій.

Щоб перетворення Фур'є було застосовано, сигнал повинен відповідати таким вимогам:

- повинні виконуватися умови Діріхле
- сигнал повинен бути абсолютно інтегрованим. Це означає, що інтеграл від його модуля повинен бути кінцевою величиною

Розглянемо інтуїтивний перехід від ряду Фур'є до перетворення Фур'є.

Нехай  $s(t)$  - імпульсний сигнал, тривалість якого кінцева (рис.4.8). Доповнивши його такими ж сигналами (рис.4.9), періодично наступними через деякі інтервали часу  $T$ , ми отримуємо періодичну послідовність  $S_{\text{пер}}(t)$  яка може бути представлена у вигляді комплексної форми ряду Фур'є.

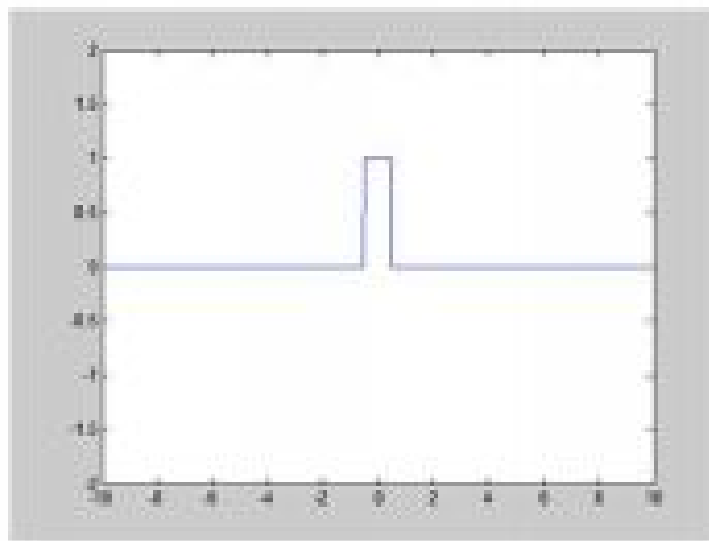


рис.4.8

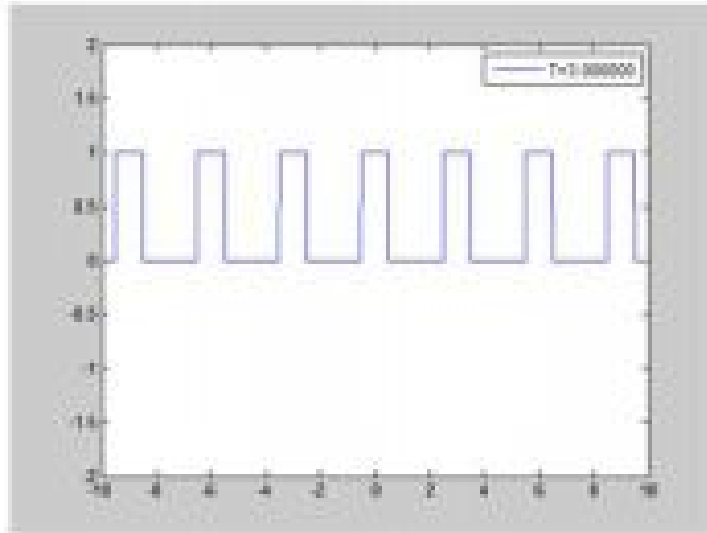


рис.4.9

Сигнал  $s(t)$  і його спектральна функція  $\dot{S}(\omega)$  взаємно однозначно пов'язані прямим і зворотним перетвореннями Фур'є.

Формула 4.22 описує пряме перетворення Фур'є, а формула зворотного перетворення Фур'є (4.23) дозволяє по спектральній функції отримати сигнал.

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} d\omega \quad 4.22$$

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad 4.23$$

Таким чином, сигнал  $s(t)$  і його спектральна функція  $\dot{S}(\omega)$  взаємно-однозначно пов'язані прямим і зворотним перетвореннями Фур'є.

Модуль спектральної функції  $|\dot{S}(\omega)|$  часто називають амплітудним спектром, а її аргумент  $\varphi_s = \arg(\dot{S}(\omega))$  - фазовим спектром

Легко показати, що для матеріального сигналу спектральна функція є комплексно-спряженою, її амплітудний спектр - функція парна, а фазовий - функція непарна.

$$\dot{S}(-\omega) = \dot{S}^*(\omega) \quad 4.24$$

$$|\dot{S}(-\omega)| = |\dot{S}(\omega)| \quad 4.25$$

$$\varphi_s(-\omega) = -\varphi_s(\omega) \quad 4.26$$

На рис. 4.10 бачимо амплітудний (ліворуч) і фазовий (праворуч) спектри прямокутного імпульсу.

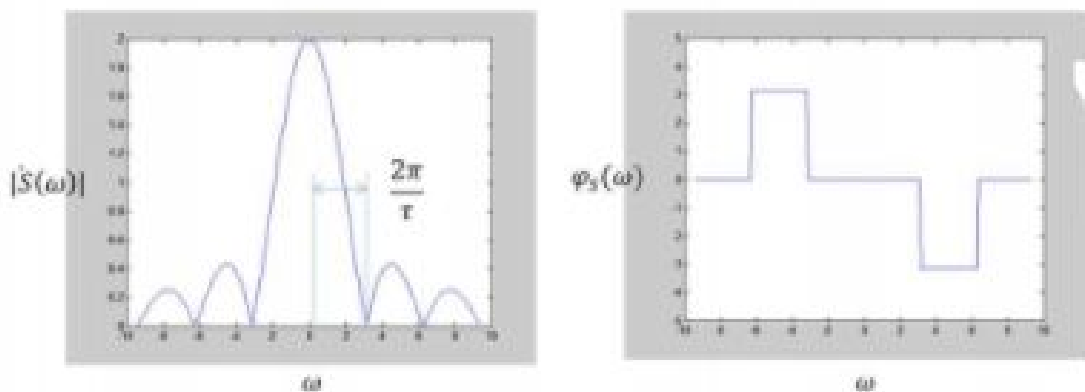


Рис. 4.10

Перетворення Фур'є є лінійним інтегральним перетворенням.

Зміст властивості лінійності можна сформулювати так: спектр суми дорівнює сумі спектрів. Говорячи математичною мовою, лінійна комбінація сигналів має спектр у вигляді такої ж (з тими ж коефіцієнтами) лінійної комбінації їх спектральних функцій.

## **РОЗДІЛ 5. НЕПАРАМЕТРИЧНІ МЕТОДИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ**

### **5.1 Основні поняття про непараметричні методи спектрального аналізу в радіотехнічних системах**

На сьогоднішній день створено досить багато підходів до оцінки спектральної щільності сигналу

Дані методи загалом можна розділити на параметричні і непараметричні.

Непараметричні підходи використовують для оцінки коваріації або спектру досліджуваного процесу, не допускаючи той факт, що процес має хоч якусь конкретну структуру.

## 5.2 Метод періодограми

Періодограма є одним із методів оцінки спектральної щільності сигналу. Вперше даний термін був використаний в 1898 році науковцем Артуром Шустером.

Сьогодні періодограма часто застосовується в якості складової для більш складних методів. Наразі це є найбільш поширеним інструментом для дослідження АЧХ віконних функцій та фільтрів зі скінченною імпульсною характеристикою. Також, реалізованими як тимчасова послідовність періодограм є аналізатори спектру швидкого перетворення Фур'є.

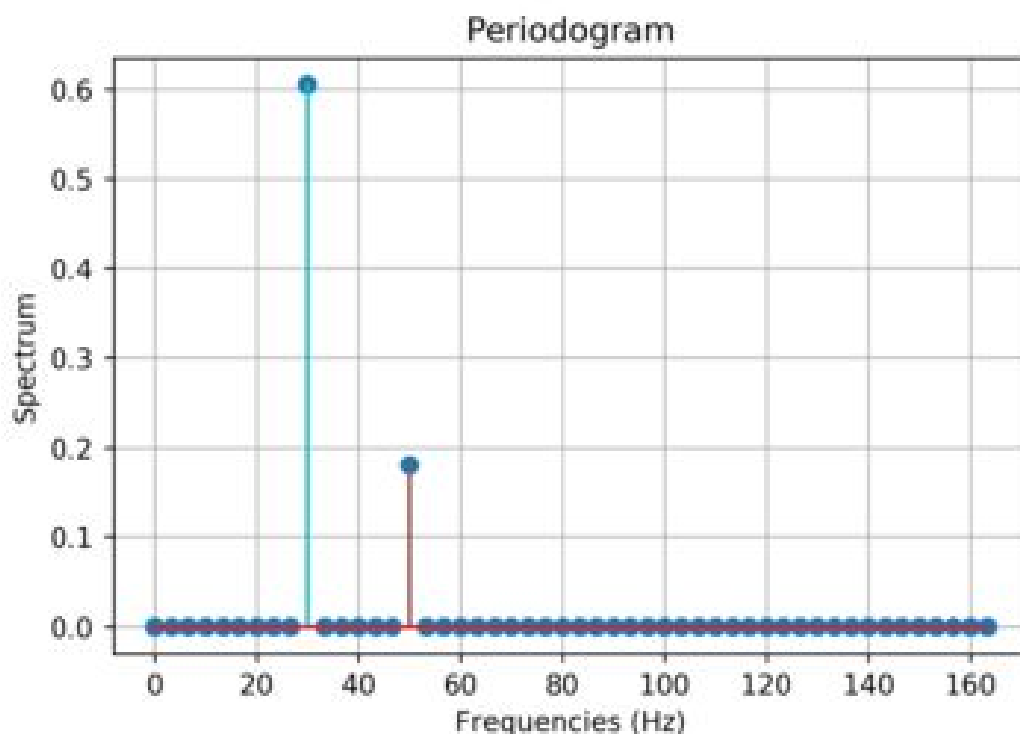


Рис.5.1 Квадрат спектра потужності двох синусоїдальних базисних функцій, обчислений методом періодограми.

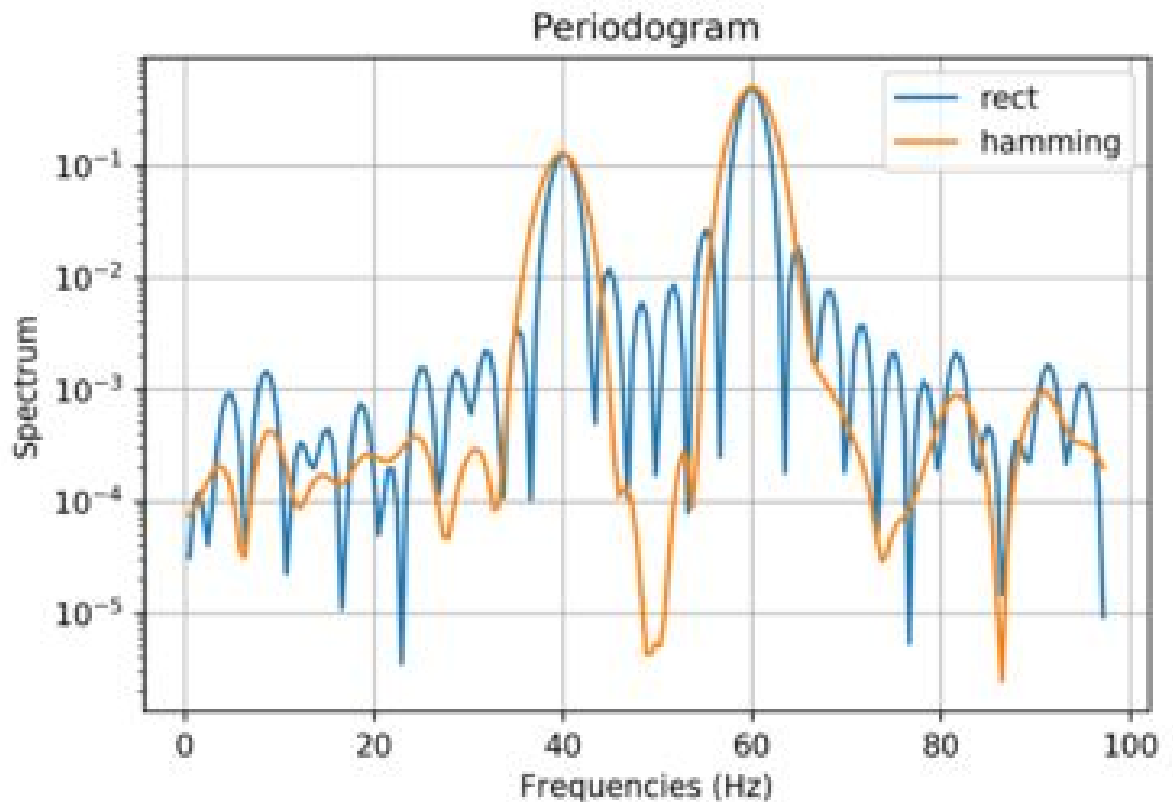


Рис.5.2 Квадрат спектра потужності прямокутної функція і квадрат спектра потужності віконної функція Хеммінга з фоновим шумом, що розраховані методом періодограми.

Основним недоліком періодограми є те, що дисперсія на деякій заданій частоті не зменшується зі збільшенням кількості вибірок, які задіяні для обчислення. Цей підхід не забезпечує усереднення, яке є необхідним для аналізу синусоїдних або шумоподібних сигналів, при низькому співвідношенні сигнал/шум.

В імпульсних характеристиках фільтрів та віконних функціях шуми відсутні, проте для багатьох інших сигналів все одно необхідні дещо складніші методи спектральної оцінки.

### 5.3 Метод Бартлетта

Метод Бартлетта також відомий як метод усереднених періодограмм. Він використовується для оцінки спектрів потужності. Даний метод дозволяє зменшити дисперсію періодограми при зменшенні дозволу в порівнянні з стандартними періодограма.

Визначну оцінку спектра на заданій частоті отримують шляхом усереднення оцінок з періодограм, отриманих з тих частин вихідного ряду, які не попали під перекриття.

Послідовність кроків дослідження методом Бартлетта:

Вихідний пакет даних, що складається з  $N$  точок, розбивається на  $K$  сегментів, кожен з яких довжиною  $M$ .

Для кожного сегмента проводиться обчислення періодограми, за обчислення дискретного перетворення Фур'є, далі - обчислення квадрату результату і ділення його на довжину сегментів  $M$ .

Усереднення отриманого результату періодограм для  $K$  сегментів даних.

У порівнянні з вихідним пакетом даних з  $N$  точок усереднення значно зменшує дисперсію.

У результаті маємо набір вимірювань потужності в залежності від частоти.

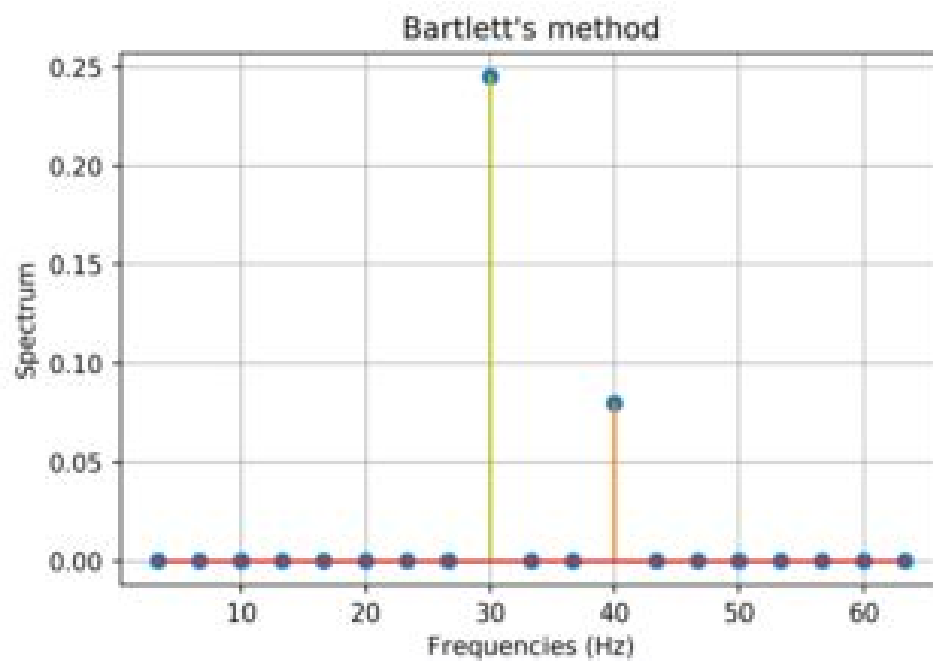


Рис.5.3 Лінійний спектр, що розрахований за методом Бартлетта.



## 5.4 Метод Велча

Метод Велча є підходом, який застосовується для оцінки потужності сигналу на різних частотах.

Метод заснований на концепції використання оцінок спектру періодограмм, які є результатом перетворення сигналу з тимчасової області в частотну.

Метод Велча є удосконаленням стандартної оцінки спектра методом періодограми і методом Бартлетта.

Суть в тому, що цей метод зменшує шум в оцінках досліджуваних спектрів, проте має зменшення дозволу по частоті. Через шум, що викликаний недосконалими даними. Зниження шуму за допомогою методу Велча є дуже необхідним та часто вживаним.

## 5.5 Метод мультиплікації

Цей метод здатен подолати деякі обмеження, що мають місце при оцінці методом звичайного аналізу Фур'є. Ми припускаємо, що кожен коефіцієнт Фур'є є амплітудою і фазою відповідної складової частоти, при застосуванні перетворення Фур'є для отримання спектральної інформації з сигналу.

Проте це припущення не завжди є вірним. Як приклад, одиничне випробування є лише однією зашумленою реалізацією основного процесу.

Однак, один зразок не може забезпечити надійну оцінку спектральних властивостей сигналу.

Ці проблеми долаються завдяки усередненню за безліччю реалізацій однієї і тієї ж самої події. Однак цей метод не є надійним для малих наборів даних.

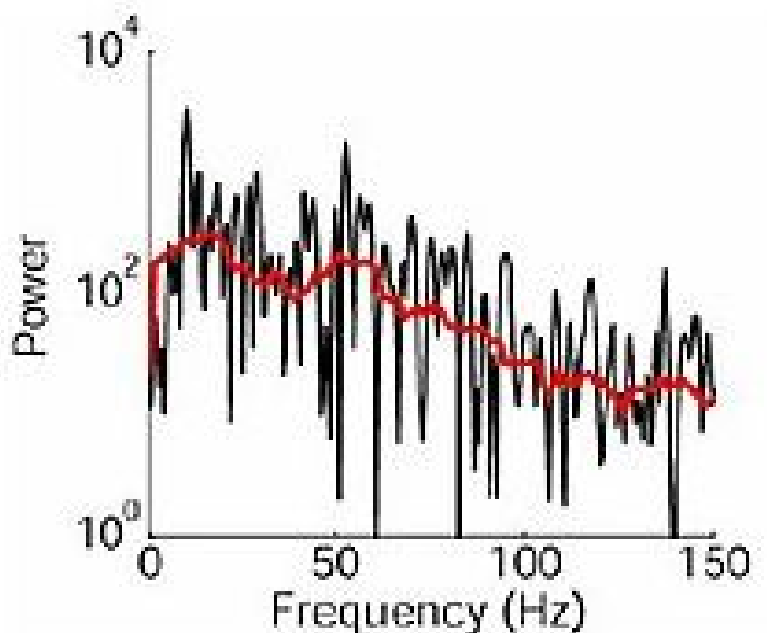


Рис. 5.4 Порівняння періодограми (чорний) і багатоканальної оцінки (червоний) одного сигналу

## **5.6 Метод найменших квадратів**

Спектральний аналіз методом найменших квадратів - це спосіб оцінки частотного спектра, на основі найменших квадратів синусоїд до вибірок даних, аналогічно аналізу Фур'є.

Аналіз Фур'є, найбільш використовуваний спектральний метод в науці, зазвичай підсилює шум з довгими періодами, а метод найменших квадратів нівелює такі проблеми.

## **5.7 Метод нерівномірного дискретного перетворення Фур'є**

Як узагальненого підходу до нерівномірної вибірки неоднорідне дискретне перетворення Фур'є дозволяє отримувати інформацію частотної області сигналу кінцевої довжини на будь-якій частоті.

Одна з причин використання неоднорідного дискретного перетворення Фур'є полягає в тому, що енергія багатьох сигналів нерівномірно розподілена в частотної області.

Таким чином, неоднорідна вибірка може бути більш зручною і корисною в багатьох додатках для обробки цифрових сигналів.

## 5.8 Метод сингулярного спектрального аналізу

Метод поєднує в собі елементи класичного аналізу часових рядів, багатовимірної статистики, динамічних систем і обробки сигналів.

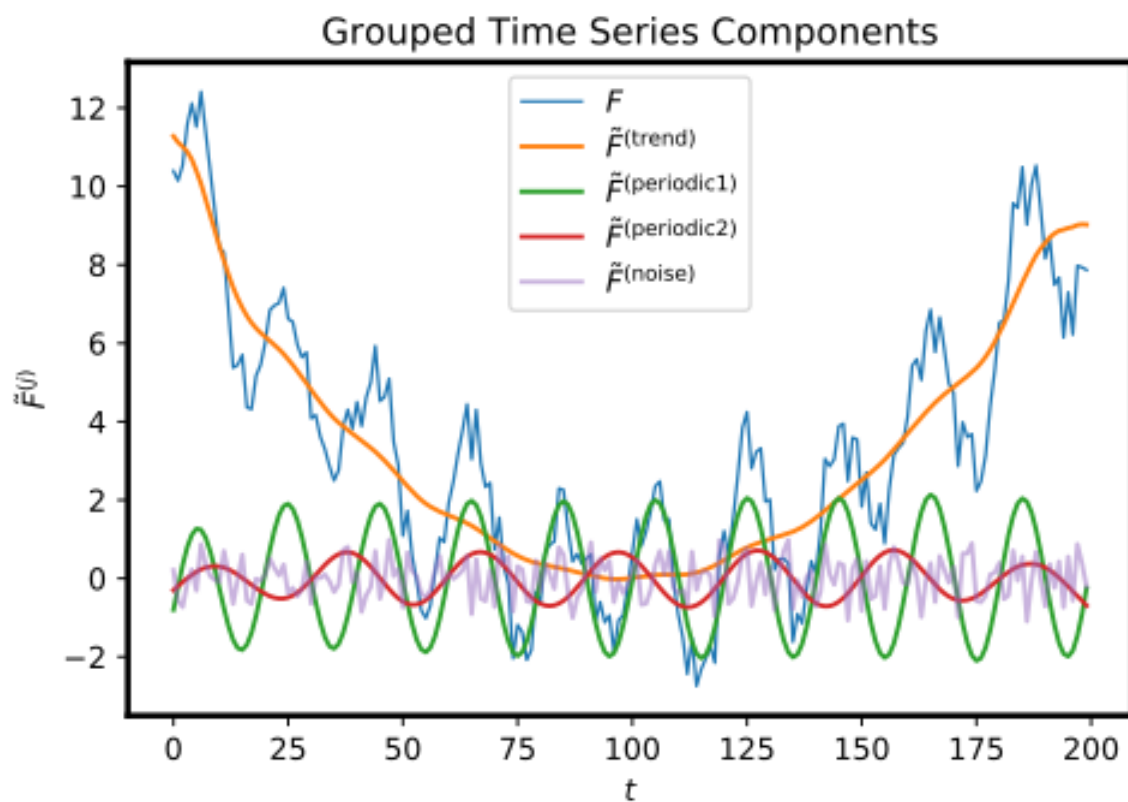


Рис. 5.5 оцінка спектру методом сингулярного спектрального аналізу

## **6. ПАРАМЕТРИЧНІ МЕТОДИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ**

Використання параметричних моделей дозволяє отримати більш точні, з більш високою роздільною здатністю спектральні оцінки, ніж це можливо за допомогою непараметричного аналізу. Параметричний аналіз найбільш ефективний при роботі з даними малої довжини, коли непараметричні методи не можуть забезпечити необхідний спектральний дозвіл.

Параметричні підходи допускають, що основою стаціонарного стохастичного процесу складає певна структура, яка може бути описана за допомогою деякого числа параметрів. Для таких підходів завдання полягає в якісній оцінці параметрів моделі, яка використовується для опису випадкового процесу.

## 6.1 Метод оцінки авторегресійної моделі

У обробці сигналів, модель авторегресії виступає представленням типу випадкового процесу та використовується для опису певних процесів які змінюються з часом.

Авторегресійна модель визначає лінійну залежність вихідної змінної від своїх власних попередніх значень і від стохастичного значення (величина, яку не можна передбачити повністю).

Таким чином, модель авторегресії має форму стохастичного різницевого рівняння (або рекурентного співвідношення, яке не варто плутати з диференціальним рівнянням).

Разом з моделлю змінного середнього дана модель є окремим випадком і ключовим компонентом для більш загальних моделей авторегресійного змінного середнього і авторегресійного інтегрованого змінного середнього часових рядів, які мають більш складний стохастичний аналіз.

Цей метод в багатьох випадках дозволяє досить легко отримати набагато якіснішу оцінку спектральної щільності (рис.4.1), а іноді і більш глибокі відомості про досліджуваний процесі.

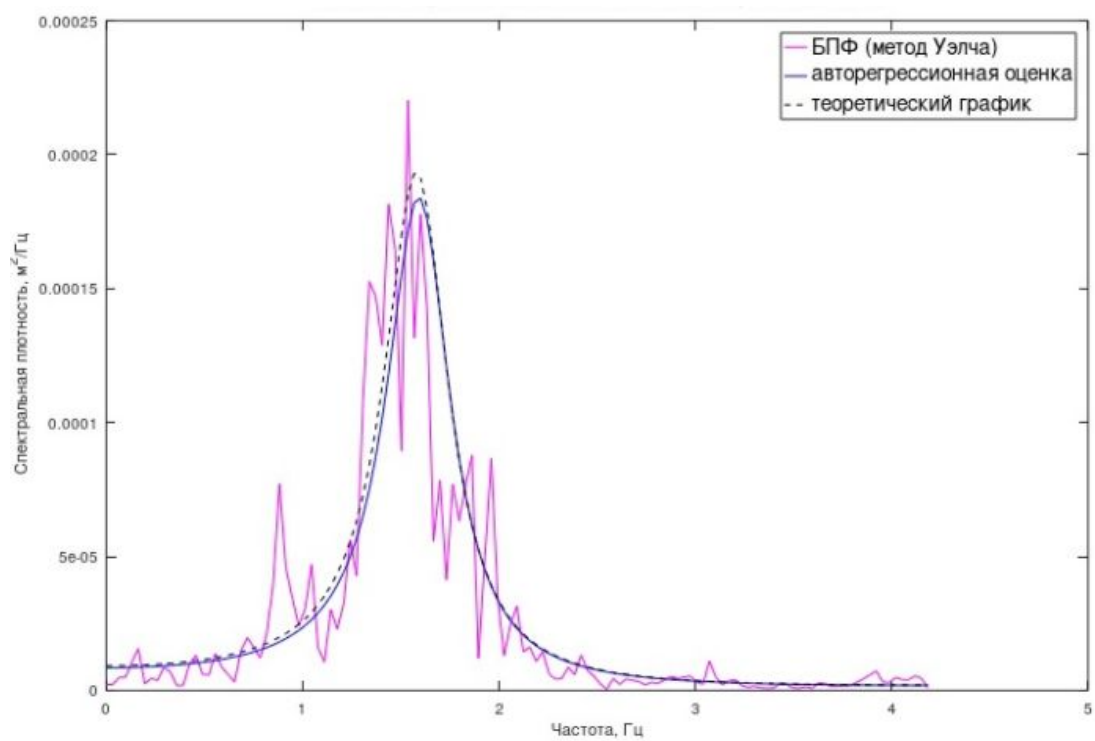


Рис.6.1 Класична і авторегресійна оцінка спектральної щільності випадкового процесу



## 6.2 Метод оцінки моделі авторегресійного змінного середнього

Даний параметричний метод є поширеним підходом моделювання одномірних часових рядів. Модель змінного середнього визначає те, що вихідна змінна має лінійну залежність не лише від поточного значення, але також і різних минулих значень стохастичного члена.

Так само як і модель авторегресії, модель змінного середнього є окремим видом і ключовою складовою більш загальних моделей часових рядів, які мають більш складну стохастичну структуру.

На відміну від моделі авторегресії, модель змінного середнього завжди є стаціонарною.

Модель авторегресії змінного середнього визначається формулою:

$$x_k = \sum_{i=0}^N b_i n_{k-i} - \sum_{i=0}^M a_i x_{k-i}$$

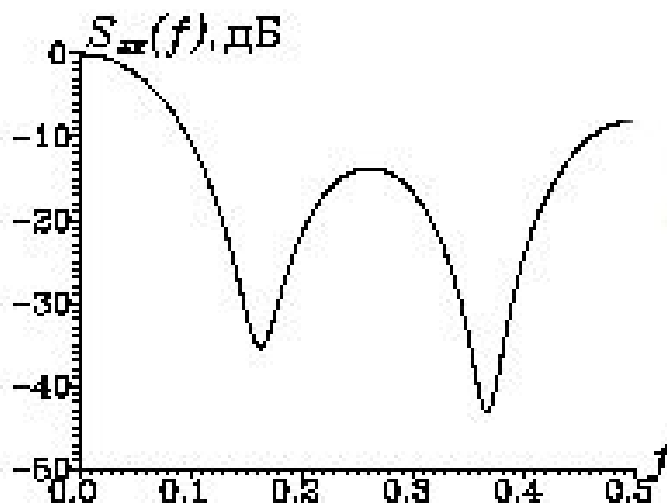


Рис.6.2 Приклад характерної функції спектральної щільності моделі змінного середнього

Якщо передбачуваний спектр має глибокі нулі, але не характеризується гострими піками, то для дослідження спектру підійде модель змінного середнього.

Отже, модель змінного середнього являє собою лінійну регресію поточного значення ряду в порівнянні з поточними і попередніми членами похибки білого шуму.

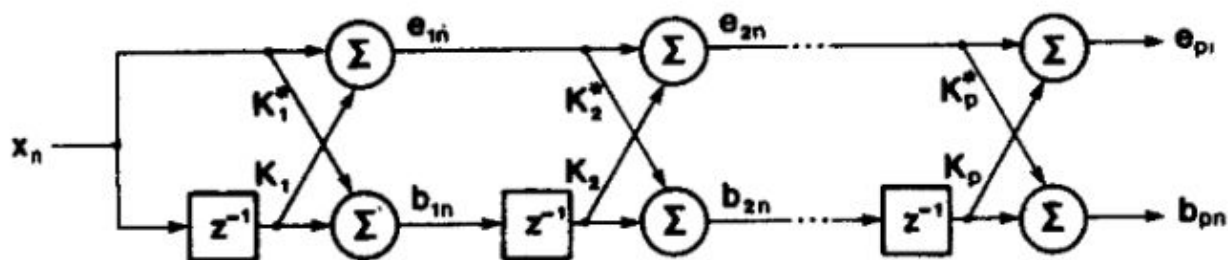


Рис.6.3 Решітчастий фільтр для оцінки помилок передбачення

### 6.3 Метод багатократної класифікації сигналів

Метод багатократної класифікації сигналів також є дуже широко відомим як метод MUSIC ( MUltiple SIgnaL Classification ). Цей підхід являє собою алгоритм, що використовується для оцінки частоти і радіопеленгації .

На практиці основне завданням обробки сигналів полягає в тому, аби провести оцінку на основі вимірів набору постійних параметрів, від яких власне і залежать сигнали, що досліджуються.

Розроблено декілька підходів до вирішення таких задач, включаючи і метод максимальної правдоподібності Кейпона (1969) і метод максимальної ентропії Бурга.

Попри те, що ці методи є досить часто і широко вживані та успішні, їм властиві певні обмеження серед яких чутливість і зміщення в оцінках параметрів.

Одним з перших науковців, хто почав використовувати структуру моделі даних в контексті оцінки параметрів складних синусоїд в шумі з використанням коваріаційного підходу був Писаренко.

Однак, першим, хто правильно використовував модель вимірювання був Шмідт. Шмідт домогся вірного результату, отримавши спочатку повне геометричне рішення без присутності шуму, а потім з розумінням розширивши геометричні концепції, для отримання наближеного рішення в присутності шуму. Отриманий алгоритм був названий MUSIC (MUltiple SIgnaL Classification).

В ході детальної оцінки, заснованої на тисячах симуляцій, лабораторією Массачусетського технологічного інституту було визнано, що серед сучасних

алгоритмів з високою роздільною здатністю найбільш багатообіцяючим є MUSIC і цікавим для подальшого вивчення і реалізації.

Однак, хоча переваги в продуктивності MUSIC значні, проте вони досягаються за рахунок великих витрат на проведення обчислень параметрів) і зберігання даних.

MUSIC має переваги перед простими методами. Серед переваг можна відзначити вибір піків спектрів дискретного перетворення Фур'є в присутності шуму в спектрі, у разі коли кількість компонентів є заздалегідь відомою, оскільки він використовує це число, для того, щоб не брати до уваги шум в остаточному звіті.

На відміну від дискретного перетворення Фур'є, даний метод може давати чітку оцінку частоти з точністю вище, ніж одна вибірка, оскільки його функція оцінки може бути застосована для будь-якої частоти, а не лише інтервалів дискретного перетворення Фур'є.

Головний недолік методу полягає в тому, що він вимагає, щоб кількість компонентів було відомо заздалегідь.

## 6.4 Метод спектральної оцінки максимальної ентропії

Метод максимальної ентропії Берга відноситься до категорії параметричних методів спектрального аналізу.

Берг використав такий вираз ентропії:

$$H_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \ln G(w) dw \quad 6.1$$

У подібних методах у відповідність досліджуваного процесу задається завжди апріорна модель спектральної щільності і ставиться завдання оцінки параметрів моделі на підставі аналізу досліджуваного часового ряду.

У методі Берга використовується варіаційний принцип і для оцінки якості моделі шукається процес з максимальною ентропією або процес, спектр якого відповідає найбільш випадковому тимчасового ряду, причому кореляційна функція цього ряду повинна найкращим чином збігатися із заданою послідовністю.

Оцінка спектральної щільності в методі Берга аналогічна оцінці за допомогою авторегресійної моделі першого порядку з вхідним білим шумом.

Метод Берга володіє, мабуть, найвищим спектральним дозволом серед всіх спектральних методів.

У даній роботі була промодульована робота даного методу у середовищі Matlab та отримано спектр відбитого сигналу у змодульованій ситуації.

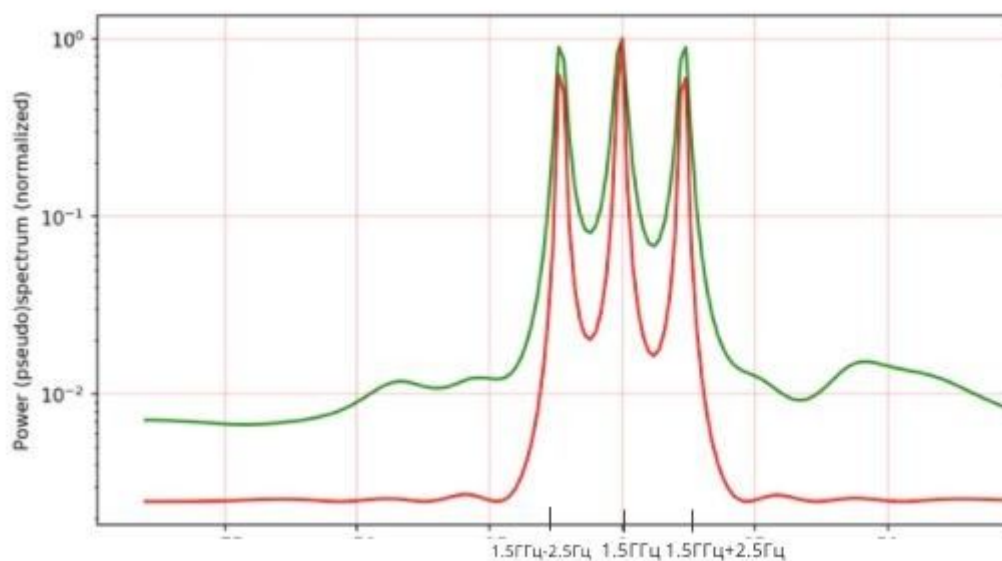


Рис. 6.4 Аналіз за допомогою методу спектральної оцінки максимальної ентропії

До недоліків методу слід віднести відсутність точної інформації про величинах амплітуд і фаз виявляються гармонік, а також необхідність попереднього підбору порядку параметра авторегресії, тому що при великих параметрах, чисельно перевищують половину довжини ряду.

Спектральною оцінкою максимальної ентропії називається метод оцінки спектральної щільності, метою якого є поліпшення якості спектру на основі принципу максимальної ентропії.

Метод базується на виборі такого спектра, який би відповідав можливому найбільш випадковому або можливому найбільш непередбачуваному часовому ряду, який має автокореляційну функція, що може узгоджуватися з відомими значеннями.

Положення концепції максимальної ентропії є не обов'язковим до виконання щодо невідомих значень автокореляційної функції часової послідовності. Деякі припущення цієї теорії є додатком моделювання максимальної ентропії до будь-якого типу спектра і можуть бути використані там, де дані представлені в спектральній формі.

Практична користь даного підходу - коливається оскільки залежить від джерела спектральних даних та від обсягу передбачуваних даних про спектр, які можуть бути застосовані до цієї моделі.

При моделюванні спектральної оцінки методом максимальної ентропії розподіл ймовірностей створюються на основі відомої інформації, яка дозволяє визначити тип статистичного висновку про брак інформації, який і має назву оцінки максимальної ентропії.

Як приклад, спектральному аналізу нерідко є відомою очікувана форма піка сигналу. Проте, в спектрі з високим рівнем шумів центр піку може бути зашумленим та не чітко вираженим.

У такій ситуації введення заздалегідь відомої інформації дозволяє моделі максимальної ентропії отримати значно більш чітку оцінку центру піку, що і допоможе покращити спектральну точність.

Основний сенс методу заключається в тому, що випадковий процес з максимальною швидкістю ентропії, який задовольняє заданим постійним обмеженням автокореляції і дисперсії є лінійним процесом Гаусса-Маркова з нульовим середнім.





## РОЗДІЛ 7. РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ ПОШУКУ ЛЮДЕЙ ПІД ЗАВАЛАМИ

У результаті виконання даної роботи було розроблено алгоритм обробки сигналів в радіолокаційних системах пошуку людей під завалами.

Даний алгоритм представлено на малюнку нижче.

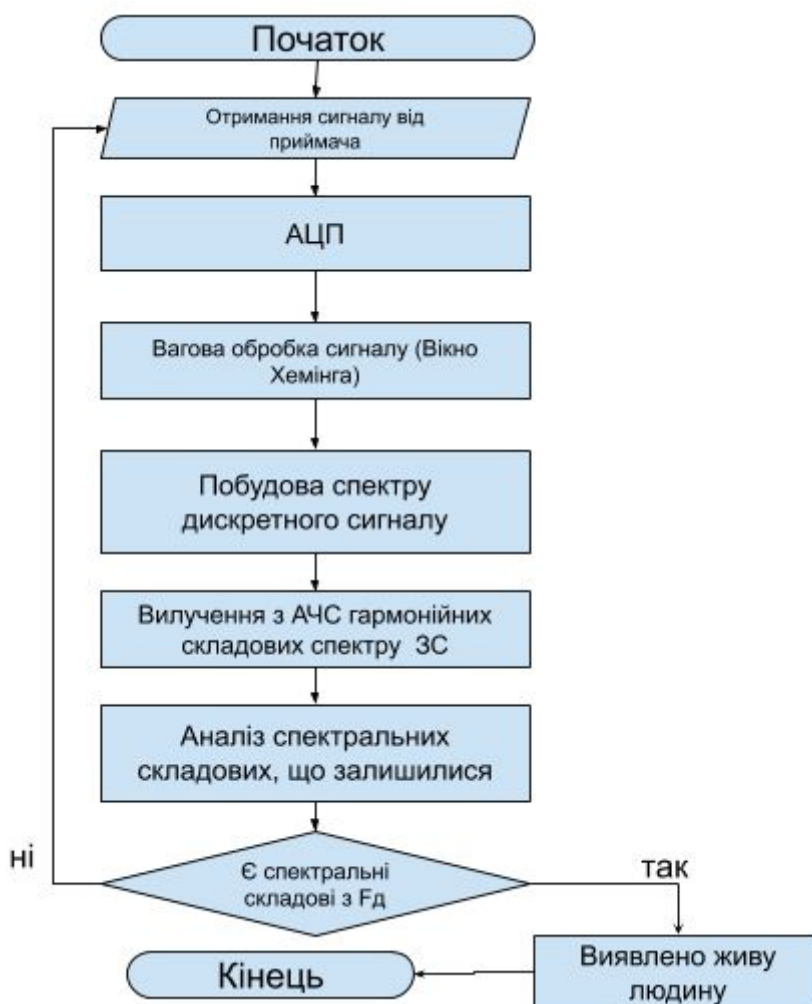


Рис.7.1. Алгоритм обробки сигналів в радіолокаційних системах пошуку людей під завалами.

На початку сигнал приходить від приймача.

Далі необхідно провести перетворення аналогового сигналу у цифровий за допомогою блоку АЦП.

Наступним кроком іде вагова обробка сигналу. Для цього використовується вікно Хемінга. Доцільність його застосування обумовлена тим, що рівень бічних пелюсток спектра вікна Хеммінга значно нижче ніж у прямокутного вікна.

Таким чином, використавши згладжені вікна, можна отримати збільшення динамічного діапазону спектрального аналізу, і також зменшити рівень гребінкових спотворень.

Після цього відбувається побудова спектра дискретного сигналу.

Після побудови спектру наступним завданням є вилучення з амплітудно частотного спектру гармонійних складових спектру зонduючого сигналу.

Наступним етапом буде вирішена задача аналізу спектральних складових, що залишилися після обробки на попередніх кроках.

Якщо після аналізу спектральних складових, що залишилися, в результаті ми отримуємо наявні спектральні складові з  $F_d$  - отже це означає, що виявлено рухомий об'єкт, в даному випадку живу людину, тіло якої здійснює мікрорухи які і були визначені за допомогою алгоритму.

Якщо після аналізу спектральних складових, що залишилися, в результаті ми не отримуємо наявні спектральні складові з  $F_d$  - отже це означає, що не виявлено рухомий об'єкт, а отже необхідно повертатися на початок та знову проводити пошук.

## **8. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАПУ**

В даному розділі дипломного проектування буде проведено аналіз доцільності виробництва розроблюваного приладу. Для цього проаналізуємо ринок; проведемо оцінку рівня якості виробу, розрахунок собівартості, визначаємо ціну виробу та мінімальний обсяг виробництва, при якому буде досягнутий запланований рівень рентабельності.

### **8.1 Аналіз ринку**

Виріб є одним з представників на ринку дводзеркальних антен. Серед переваг приладу можна визначити такі: винятково низька ціна, високий коефіцієнт підсилення, проста конструкція, гарний показник коефіцієнту стоячої хвилі.

Це одиничне виробництво, оскільки запланованих виробів – до 75 шт. на рік.

Найбільш найближчим по технічним характеристикам до пристрою, є пристрій який проектується компанією " GD Satcom " і називається «4.8M Compact Cassegrain Antenna».

### **8.2 Оцінка якості виробу.**

#### **8.2.1 Вихідні положення.**

Рівень якості – це кількісна характеристика придатності того чи іншого виду продукції задовольняти конкретний попит на неї у порівнянні з відповідними базовими показниками.

Оцінка рівня якості виробу проводиться з метою порівняльного аналізу і визначення найбільш ефективного в технічному відношенні варіанта інженерного рішення. Така оцінка проводиться на стадіях створення нової і

модернізації діючої техніки, при впровадженні її в виробництво, в процесі проведення функціонально-вартісного аналізу тощо.

На різних етапах оцінка рівня якості виробу має свої особливості. На стадії створення нових або модернізації діючих виробів при наявності кількісної характеристики властивостей виробу в першу чергу розраховують узагальнюючий показник рівня якості – коефіцієнт технічного рівня ( $K_{T.P.}$ ), за формулою

$$K_{T.P.} = \sum_{i=1}^n \phi_i q_i$$

де  $\phi_i$  - коефіцієнт вагомості  $i$ -го параметра якості ;

$q_i$  – відносний (одиничний)  $i$ -ий показник якості.

### **8.2.2 Обґрунтування системи параметрів виробу і визначення відносних показників якості**

На основі даних про зміст основних функцій, які повинен реалізовувати виріб, вимог замовника, а також умов, які характеризують експлуатацію виробу, визначають основні параметри виробу, які будуть використані для розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу.

Відносні показники якості по будь-якому параметру  $q_i$ , якщо вони знаходяться в лінійній залежності від якості, визначаються за формулами:

$$q_i = \frac{P_{H_i}}{P_{B_i}} \quad \text{або} \quad q'_i = \frac{P_{B_i}}{P_{H_i}}$$

де  $P_H$ ,  $P_B$  - числові значення  $i$ -го параметру відповідно нового і базового виробів.

Формула для  $q_i$  використовується при розрахунку відносних показників якості, коли збільшення величини параметра веде до покращення якості виробу і формула для  $q'_i$  – коли зі збільшенням величини параметра якість виробу погіршується.

Коли нелінійний зв'язок між параметрами і якістю виробу, слід використовувати наступні формули:

$$q_i = \lg \left( \frac{P_{H_i}}{P_{B_i}} \right) + 1 \quad \text{або} \quad q_i' = \lg \left( \frac{P_{B_i}}{P_{H_i}} \right) + 1$$

Значення відносного показника якості повинно бути більше одиниці – при покращенні і-го показника якості і менше одиниці – при його погіршенні.

За рахунок нового схемного рішення та зміни програми було покращено параметри нового виробу.

Таблиця 7.1 Порівняльна характеристика параметрів нового і базового виробу

| Параметр                                      | Одиниця виміру | Значення параметрів |                 | Відносний показник якості |
|---|----------------|---------------------|-----------------|---------------------------|
|   |                | Новий               | Базовий         |                           |
| 1. Діапазон робочих частот                    | ГГц            | 9                   | 4,5             | 2                         |
| 2. КСХ  | -              | 1,4                 | 2,8             | 2                         |
| 3. Простота та зручність експлуатації (1...6) | -              | 5                   | 2               | 2,5                       |
| 4. Коефіцієнт підсилення                      | дБ             | 30                  | 30              | 1                         |
| 5. Діапазон робочих температур                | С°             | -40°...60°          | -40°...60°<br>° | 1                         |

### 8.2.3 Визначення коефіцієнтів вагомості параметрів

Вагомість кожного параметра в загальній кількості розглянутих при оцінці параметрів визначається методом попарного порівняння. Оцінку проводить експертна комісія, кількість членів якої повинна дорівнювати непарному числу (візьмемо 5 чол.). Експерти повинні бути фахівцями у даній предметній галузі.

Визначення коефіцієнтів вагомості передбачає: визначення ступеня важливості параметрів шляхом присвоєння їм різних рангів; перевірку

придатності експертних оцінок для подальшого використання; виявлення і оцінку попарного пріоритету параметрів; обробку результатів і визначення коефіцієнтів вагомості ( $\varphi_i$ ).

Після детального обговорення та аналізу кожний експерт оцінює ступінь важливості параметрів шляхом присвоєння їм рангів. В даному випадку оцінки дають 5 експертів в галузі РЕС. Результати експертного ранжування заносимо в таблицю 7.2.

Таблиця 7.2. Результати ранжування параметрів

| Назва параметра | Ранг параметра за оцінкою експерта |     |     |     |     | Сума рангів, $R_i$ | Відхилення, $\Delta i$ | $\Delta i^2$ |
|-----------------|------------------------------------|-----|-----|-----|-----|--------------------|------------------------|--------------|
|                 | 1                                  | 2   | 3   | 4   | 5   |                    |                        |              |
| X1              | 3,5                                | 5,5 | 4,5 | 7   | 3,5 | 24                 | 9                      | 81           |
| X2              | 4,5                                | 3,5 | 5   | 3,5 | 4   | 20,5               | 5,5                    | 30,25        |
| X3              | 2                                  | 2   | 2,5 | 2   | 2   | 10,5               | -4,5                   | 20,25        |
| X4              | 1,5                                | 1,5 | 1   | 1   | 1   | 6                  | -9                     | 81           |
| X5              | 3,5                                | 2,5 | 2   | 1,5 | 4,5 | 14                 | -1                     | 1            |
|                 |                                    |     |     |     |     | T= 15              |                        | S = 212,5    |

Перед подальшою обробкою результатів перевіримо суму рангів по кожному із стовпчиків рангу параметрів за оцінкою експерта, яка має дорівнювати

$$\frac{n \cdot (n+1)}{2} = \frac{5(5+1)}{2} = 15,$$

де n- кількість оцінюваних параметрів.

Визначення можливості використання результатів ранжування параметрів для подальших розрахунків проводять на підставі розрахунку коефіцієнта конкордації (узгодженості) експертних оцінок. Для цього:

а) визначаємо суму рангів кожного показника(по рядках):

$$R_i = \sum_{j=1}^N r_{ij}$$

де  $r_{ij}$  - ранг i-го параметра, визначений j-м експертом;  
N - число експертів.

Проводимо перевірку загальної суми рангів, яка повинна дорівнювати:

$$R_{ij} = \frac{N \cdot n \cdot (n+1)}{2} = \frac{5 \cdot 5 \cdot (5+1)}{2} = 75$$

б) обчислюємо середню суму рангів (T) за формулою:

$$T = \frac{1}{n} \cdot R_{ij} = \frac{1}{5} \cdot 75 = 15$$

де n –кількість оцінюваних параметрів;

в) визначаємо відхилення суми рангів кожного параметру ( $R_i$ ) від середньої суми рангів (T):

$$\Delta_i = R_i - T$$

г) обчислюємо  $\Delta_i^2$  та загальну суму квадратів відхилень:

$$S = \sum_{i=1}^n \Delta_i^2 = 81 + 30.25 + 20.25 + 81 + 1 + = 212,5$$

д) визначаємо коефіцієнт узгодженості (конкордації) за формулою

$$W = \frac{12S}{N^2(n^3 - n)}$$

$$W = \frac{12 \cdot 212.5}{5^2 \cdot (5^3 - 5)} = 0,85$$

Звідси видно, що розбіжність між поглядами експертів маленька.

Визначена розрахункова величина  $W$  порівнюється з нормативною  $W_n$  (якщо  $W \geq W_n$ , визначені данні заслуговують на довір'я і придатні до використання). Для електровимірювальних і радіотехнічних виробів  $W_n = 0.77$

Порівнявши  $W \geq W_n$  – робимо висновок - розрахунки зроблені вірно.

Використовуючи отримані від кожного експерта результати ранжування параметрів (табл. 7.2), проводиться попарне порівняння всіх параметрів і результати заносяться в таблицю 7.3. Експерти оцінюють лише перевагу одного показника над іншим (більш важливий, менш важливий, рівноцінні). Знакам «>», «<», «=» відповідає визначений коефіцієнт надання переваги, на основі якого розраховують відносні оцінки – пріоритет.

Таблиця 7.3. Попарне порівняння параметрів

| Параметри | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | Підсумкова оцінка | Числове значення |
|-----------|---|---|---|---|---|-------------------|------------------|
| X1 и X2   | < | > | < | > | < | <                 | 0.5              |
| X1 и X3   | > | > | > | > | > | >                 | 1.5              |
| X1 и X4   | > | > | > | > | > | >                 | 1.5              |
| X1 и X5   | = | > | > | > | < | >                 | 1.5              |
| X2 и X3   | > | > | > | > | > | >                 | 1.5              |
| X2 и X4   | > | > | > | > | > | >                 | 1.5              |
| X2 и X5   | > | > | > | > | < | >                 | 1.5              |
| X3 и X4   | > | > | > | > | > | >                 | 1.5              |
| X3 и X5   | < | < | > | > | < | <                 | 0.5              |
| X4 и X5   | < | < | < | < | < | <                 | 0,5              |

$$a_{ij} = \begin{cases} 1.5 & \text{при } x_i > x_j \\ 1.0 & \text{при } x_i = x_j \\ 0.5 & \text{при } x_i < x_j \end{cases}$$

де  $x_i$  і  $x_j$  – параметри, які порівнюються між собою.



На основі числових даних  $a_{ij}$  складають квадратну матрицю  $A = \|X_{ij}\|$  (таблиця 7.4).

Таблиця 7.4. Розрахунок вагомості параметрів

| Xi   | Параметри |     |     |     |     | Перший крок    |             | Другий крок     |              |
|------|-----------|-----|-----|-----|-----|----------------|-------------|-----------------|--------------|
|      | X1        | X2  | X3  | X4  | X5  | b <sub>i</sub> | $\varphi_i$ | b' <sub>i</sub> | $\varphi'_i$ |
| X1   | 1         | 0.5 | 1.5 | 1.5 | 1.5 | 6              | 0,215       | 36              | 0,223        |
| X2   | 1.5       | 1   | 1.5 | 1.5 | 1.5 | 7              | 0,25        | 49              | 0,302        |
| X3   | 0.5       | 0.5 | 1   | 1.5 | 0.5 | 4              | 0,142       | 16              | 0,098        |
| X4   | 1.5       | 1.5 | 1.5 | 1   | 0.5 | 6              | 0,215       | 36              | 0,223        |
| X5   | 1         | 0.5 | 1.5 | 0.5 | 1.5 | 5              | 0,178       | 25              | 0,154        |
| Сума |           |     |     |     |     | 28             | 1           | 162             | 1            |

Розрахунок вагомості (пріоритетності) кожного параметра  $\varphi_i$  проводиться за наступними формулами:

$$\varphi_i = \frac{b_i}{\sum_{i=1}^n b_i}$$

$$b_i = \sum_{j=1}^n a_{ij}$$

де  $b_i$  - вагомість  $i$ -го параметра за результатами оцінок всіх експертів (визначається як сума значень коефіцієнтів переваги ( $a_{ij}$ ) даних усіма експертами по  $i$ -му параметру).

Результати розрахунків заносяться в таблицю.

Відносні оцінки вагомості ( $\varphi_i$ ) розраховуються декілька раз, доки наступне значення буде незначно відхилитися від попереднього (менше 5%). На другій ітерації значення коефіцієнта вагомості ( $\varphi'_i$ ) розраховується так:

$$\varphi'_i = \frac{b'_i}{\sum_{i=1}^n b'_i},$$

де  $b'_i$  визначається  $b'_i = a_{i1}b_1 + a_{i2}b_2 + \dots + a_{i5}b_5$ .

Відносна оцінка, яка отримана на останній ітерації розрахунків, приймається за коефіцієнт вагомості ( $\varphi_i$ )  $i$ -го параметру.

За отриманими значеннями  $\varphi_i'$  і  $q_i$  визначаємо показник рівня якості:  
 $K_{T.P.} = 2 \cdot 0,223 + 2 \cdot 0,302 + 2,5 \cdot 0,098 + 1 \cdot 0,223 + 1 \cdot 0,154 = 1,672$

**Висновок:** Новий прилад кращий за базовий аналог на 67,2% за сукупністю параметрів.

### 8.3 Розрахунок собівартості

Собівартість - це грошова форма поточних витрат підприємства на виробництво і реалізацію продукції.

Проведено розрахунок собівартості виробу, що проектується. Розрахунок собівартості передбачає складання калькуляції відповідно до встановленого в галузі переліку статей витрат.

Собівартість продукції має важливе значення для підприємства, вона показує на скільки ефективно використовується засоби і предмети праці при виготовленні продукції. Від собівартості залежать такі показники підприємства, як прибуток і рівень рентабельності, тому аналіз собівартості виступає як важливий інструмент пошуку нових резервів підвищення ефективності підприємств.

Калькуляцію собівартості складаємо згідно з типовим положенням з планування, обліку і калькулювання собівартості (робіт, послуг) у промисловості.

Будемо враховувати калькуляції, які найчастіше використовуються на підприємствах приладобудівних галузей.

#### 8.3.1 Сировина та матеріали

Ця стаття включає до себе витрати на купівлю основних матеріалів, на виконання необхідних робіт з урахуванням транспортно-заготівельних витрат.

$$C_{\text{м}} = K_{\text{Т.З.}} \cdot \sum_{i=1}^n q_{\text{ВМ}_i} C_{\text{М}_i}$$

де  $q_{\text{ВМ}_i}$  - норма витрат  $i$ -го матеріалу на одиницю продукції, грн.;

$C_{\text{М}_i}$  - ціна одиниці  $i$ -го матеріалу, грн ;

$K_{\text{Т.З.}}$  - коефіцієнт , який враховує транспортно-заготівельні витрати

Розрахунки зводяться в таблицю 8.5.

Ціни на сировину та імпорتنі комплектуючі вказані згідно прайсу фірми IMRAD та РОКС станом на 15.01.2016 (<http://imrad.kiev.ua/> та <http://roks.com.ua/>)

Таблиця 7.5. Витрати на матеріали

| Найменування матеріалу    | Стандарт або марка          | Одиниця виміру | Норма витрат На один виріб | Ціна за Одиницю Грн. | Сума, грн.    |
|---------------------------|-----------------------------|----------------|----------------------------|----------------------|---------------|
| Краска                    | Эмаль ЭП140                 | кг             | 2                          | 66                   | 132           |
| Припій                    | ПОС-61                      | кг             | 0.2                        | 236                  | 47,2          |
| Флюс                      | ЛТИ-120                     | л              | 0,1                        | 15                   | 1,5           |
| Листовий метал            | АМГ2М                       | кг             | 40                         | 177                  | 7080          |
| Коаксіальний кабель       | CommScope F660BEF           | м              | 5                          | 10                   | 50            |
| Спирт технічний           | ГОСТ 18300-87               | л              | 1                          | 40                   | 40            |
| Набір гвинтів та гаск     | ГОСТ 17473-80, ГОСТ 6402-70 | шт.            | 56                         | 1,5                  | 84            |
| <b>Разом</b>              |                             |                |                            |                      | <b>7434,7</b> |
| Невраховані матеріали(5%) |                             |                |                            |                      | 371,73        |

|  |               |
|--|---------------|
| Транспортно-заготівельні витрати (10%) | 743,47        |
| <b>Всього</b>                          | <b>8549,9</b> |

### 8.3.2 Купівля комплектуючих виробів, напівфабрикатів.

Ця стаття включає до себе витрати на купівлю комплектуючих виробів і напівфабрикатів, інструменту з урахуванням транспортно-заготівельних витрат. Розрахунок зводимо до таблиці 7.6.

Ціни на вироби беруться з заводу <http://radar.net.ua/> станом на 15.01.2016

Таблиця 7.6 Витрати на покупні вироби та напівфабрикати

| Найменування комплектуючих виробів і напівфабрикатів | Один. виміру | Кількість | Ціна за один., грн. | Сума, грн.   |
|--|--------------|-----------|---------------------|--------------|
| Хвилевод   | шт.          | 2         | 1230                | 2460         |
| Єднальні елементи хвилеводу                          | шт.          | 6         | 550                 | 3300         |
| Рупорна хвилевідна антена                            | шт.          | 4         | 1700                | 6800         |
| Разом  |              |           |                     | 12560        |
| Транспортно-заготівельні затрати, 10%                |              |           |                     | 1256         |
| <b>Всього</b>  |              |           |                     | <b>13816</b> |

### 8.3.3 Основна заробітна плата

Ця стаття включає заробітну плату робітників, зайнятих виробленням даного виробу.

Вихідні дані для розрахунку:

- перелік технологічних операцій;
- норми часу по операціям (годин);
- розряди виконуючих робіт та відповідні тарифні ставки;
- відсоток премій та доплат.

Через відсутність розробленого технологічного процесу за всіма видами робіт трудомісткість можна визначити експериментально на будь який один вид робіт (наприклад, збирально-монтажні, налагоджувальні та регулювальні), а інших видів робіт – виходячи з процентного співвідношення різних видів робіт

Розрахунок зводиться до таблиці 8.8.

Таблиця 8.8. Основна заробітна плата виробничих робітників

| Склад технологічних операцій | Розряд | Норма часу, годин | Тарифна ставка, грн. | Сума грн.      |
|------------------------------|--------|-------------------|----------------------|----------------|
| 1. Заготівельна              | 3      | 4                 | 24,2                 | 96,8           |
| 2. Механічна обробка         | 4      | 6                 | 30,8                 | 184,8          |
| 3. Монтажна                  | 4      | 8                 | 30,8                 | 246,4          |
| 4. Тестування                | 5      | 4                 | 40,5                 | 162            |
| 6. Інші роботи               | 3      | 6                 | 34,2                 | 205,2          |
| Разом                        |        |                   |                      | 895,2          |
| Доплати(30%)                 |        |                   |                      | 268,56         |
| Всього                       |        |                   |                      | <b>1163,76</b> |

Таким чином основна заробітна плата дорівнює  $C_{з.п} = 1163,76$  грн.

#### 8.3.4 Єдиний соціальний внесок

За діючими на 26.01.2020 р. нормативами нарахування на заробітну плату складає 22% згідно зі ставками єдиного соціального внеску (ЄСВ) від суми основної та додаткової заробітної плати.

Отже,

$$C_{Нар.соц} = 0,22 \cdot (C_{Осн.зп} + C_{дод.з.п}) = 0,22 \cdot (1163,76 + 465,5) = 358,43$$

#### 8.3.5 Загальновиробничі витрати

Враховуючи, що собівартість виробу визначається на ранніх стадіях

його проектування в умовах обмеженої інформації щодо технології виробництва та витрат на його підготовку у загально виробничі витрати включаються витрати на:

- Витрати на освоєння та підготовку виробництва нової продукції;

- Витрати на утримання цехів (водопостачання, каналізація, опалення, тощо);

- Витрати некапітального характеру (удосконалення технології та організації виробництва, поліпшення якості продукції, підвищення її конкурентоспроможності);

- Витрати на утримання та експлуатацію обладнання;

- Амортизаційні відрахування від вартості основних виробничих фондів;

- Витрати палива, енергії, оплата послуг сторонніх організацій, витрати на проведення поточного ремонту і обслуговування основних виробничих фондів;

- Витрати на обслуговування виробничого процесу, на охорону праці, службові відрядження, тощо.

При цьому загальновиробничі витрати визначаються у відсотках до основної заробітної плати. При такому комплексному складі загально виробничих витрат їх норматив досягає 200–300%. Візьмемо норматив загально виробничих витрат  $n_{з.в} = 2$ , тоді:

$$C_{з.в} = 2 \cdot C_{осн.зн} = 2 \cdot 1163,76 = 2327,52$$

### 8.3.6 Адміністративні і витрати

Адміністративні і витрати включають:

- Витрати, пов'язані з утриманням адміністративно-управлінського персоналу;

-Витрати на обслуговування виробничого процесу (загальногосподарського характеру), поштово-телеграфічні і канцелярські витрати, тощо.

Ці витрати відносяться на собівартість виробу пропорційно основній заробітній платі і на приладобудівних підприємствах вони становлять 100–200%, візьмемо норматив адміністративних витрат  $n_{з.в} = 1.5$ , тоді:

$$C_{Заг.Вир} = 1,5 \cdot C_{Осн.зн} = 1,5 \cdot 1163,76 = 1745,64$$

### 8.3.7 Витрати на збут

Витрати на збут включають:

-Витрати на зберігання, вантаження, пакування і транспортування продукції;

-Витрати на просування продукції на ринок (реклама, PR, стимулювання збуту, участь у виставках);

-Витрати на сплату мита, представницькі витрати, тощо

Витрати за цією статтею визначаються у відсотках до виробничої собівартості (звичайно 2,5-5%)

Виробнича собівартість є сумою

$$C_B = C_M + C_K + C_{Осн.зн} + C_{Дод.зн} + C_{Нап} + C_{Заг.вир} =$$

$$13816 + 8549,9 + 1163,76 + 465,5 + 358,43 + 1745,64 = 26100$$

Витрати на збут:

$$C_{зб} = C_B \cdot 0,05 = 0,05 \cdot 26100 = 1305$$

Сума за усіма наведеними вище статтями калькуляції являє собою повну собівартість продукції.

Виходячи із проведених розрахунків повна собівартість визначається за формулою:

$$C_{\Pi} = C_B + C_{36} + A = 26100 + 2327,52 + 1305 = 29732,52$$

## 8.4 Визначення ціни виробу

Серед різних методів ціноутворення на ранніх стадіях проектування досить розповсюджений метод лімітних цін. При цьому визначаються нижня й верхня межа ціни.

### 8.4.1 Нижня межа ціни виробу

Нижня границя ціни ( $C_{н.г.}$ ) захищає інтереси виробника продукції й передбачає, що ціна повинна покрити видатки виробника, пов'язані з виробництвом і реалізацією продукції, і забезпечити рівень рентабельності не нижче, чим має підприємство при виробництві вже освоєної продукції.

$$C_{н.м.} = C_{опт.п.} \cdot \left( 1 + \frac{\alpha_{ПДВ}}{100} \right),$$

де  $C_{опт.п.}$  - оптова ціна підприємства

$$C_{опт.п.} = C_{пов.} \cdot \left( 1 + \frac{P_n}{100} \right),$$

де  $C_{пов.}$  - повна собівартість виробу, грн.;

$P_n$  - нормативний рівень рентабельності, 5-10%;

$\alpha_{ПДВ}$  - податок на додану вартість, 20%.

$$C_{оп} = 29732,52 \cdot (1 + 0,1) = 32705,772 \text{ грн}$$

$$C_{нм} = 32705,772 \cdot (1 + 0,2) = 39246,92 \text{ грн}$$

### 8.4.2 Верхня межа ціни виробу

Верхня межа ціни ( $C_{в.м.}$ ) захищає інтереси споживача й визначається тією ціною, що споживач готовий заплатити за продукцію із кращою споживчою якістю, і вона буде дорівнює:



$$U_{BM} = U_B \cdot K_{KC}$$

де  $U_B$  – ціна базового пристрою, грн.;

$K_{TP}$  – рівень якості нового пристрою відносно базового.

$$U_{BM} = 39246,92 \cdot 1,672 = 65620,85 \text{ грн}$$

#### 8.4.3 Договірна ціна виробу

Договірна ціна ( $U_{дог}$ ) може бути встановлена за домовленістю між виробником і споживачем в інтервалі між нижньою та верхньою лімітними цінами.

$$U_{нм} < U_{дог} < U_{вм}$$

З виразу:  $39246,92 < U_{дог} < 65620,85$  вибираємо  $U_{дог} = 55000$  грн

## ВИСНОВОК

У даній роботі було розглянуто загальну структуру радіотехнічних систем виявлення людей під завалами.

Також було визначено підходи до підвищення ефективності роботи радіотехнічних систем пошуку людей під завалами за рахунок поліпшення методів обробки сигналів.

Було розглянуто параметричні та непараметричні методи.

В якості робочого методу було обрано метод спектральної оцінки максимальної ентропії оскільки саме цей метод допомагає забезпечити найбільшу роздільну здатність на найбільш точно визначити чи є рухомий об'єкт у підповерхневому середовищі.

Завдяки цьому методу та високій роздільній здатності максимальною також є ймовірність вірного виявлення.

Було проведено дослідження ефективності системи селекції рухомих цілей на основі черезперіодного компенсатора.

У роботі я розглянула можливість застосування методів спектрального аналізу радіотехнічних сигналів для радіотехнічних систем пошуку людей під завалами.

В результаті було проведена розробка алгоритму оброблення сигналів для радіотехнічних систем пошуку людей під завалами.

## **ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

### **Основна література**

1. Основы проектирования антенных устройств СВЧ: В 2 ч. / В.Е. Ямайкин, В.Н. Ковалев, В.Г. Маслов, А.В. Рунов. – Минск: ВІЗРТУ, 1972. – Ч.2.
2. Расчет и проектирование антенн сверхвысоких частот / Я.С. Шифрин, Ю.Г. Гукасов, Л.Г. Корниенко, Н.А. Базарнов. - Х.: ВІРТА, 1971.
3. Заїкін І.П., Тоцький О.В. Антени та пристрої НВЧ: Навч. Посібник до курсового проектування. – В 4 ч. – Х.: ХАІ, 1994. – Ч.2.
4. Расчет и проектирование антенн сверхвысоких частот / Я.С. Шифрин, Ю.Г. Гукасов, Л.Г. Корниенко, Н.А. Базарнов. – Х.: ВІРТА, 1971.
5. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ: В 2 ч. – М.: Связь, 1977. – Ч. 2.
6. Покрас А.М., Сомов А.М., Цуриков Г.Г. Антенны земных станций спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 1985.
7. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки ч.1; Синани А.И., Москва, изд-во "Техносфера", 2012 г., 66 с.
8. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. Том 1.: Пер. с нем. – Мн.: ОМО «Наш город», 2001. – 416 с., ил.

### **Перелік інтернет посилань**

9. <http://antena-shop.ru/тороидальная-спутниковая-антенна-t90pm>
10. [http://www.sat54.ru/catalog.php?prod\\_id=1191](http://www.sat54.ru/catalog.php?prod_id=1191)
11. <http://www.findpatent.ru/patent/259/2598399.html>
12. <http://www.ticra.com/products/software/grasp/grasp-student-edition>
13. <http://www.ticra.com/news/grasp-version-10>

### **Додаткова література**

14. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1965.
15. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. – М.: Сов. радио, 1962.